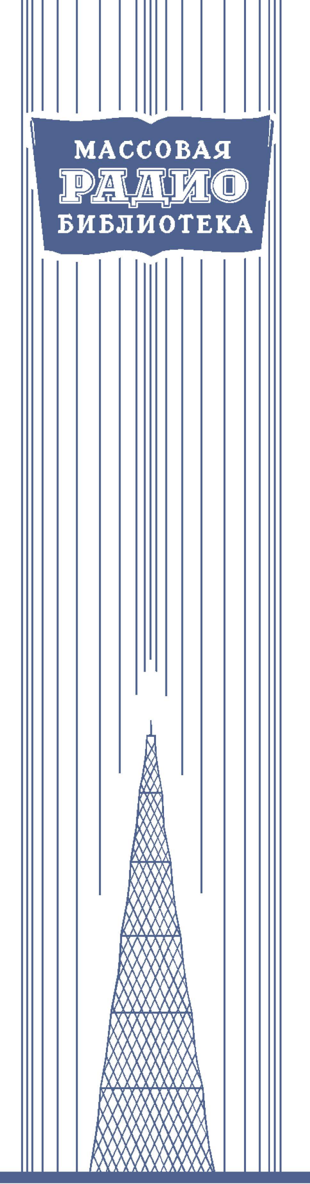


Г. И. БЯЛИК

ЛАМПОВЫЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

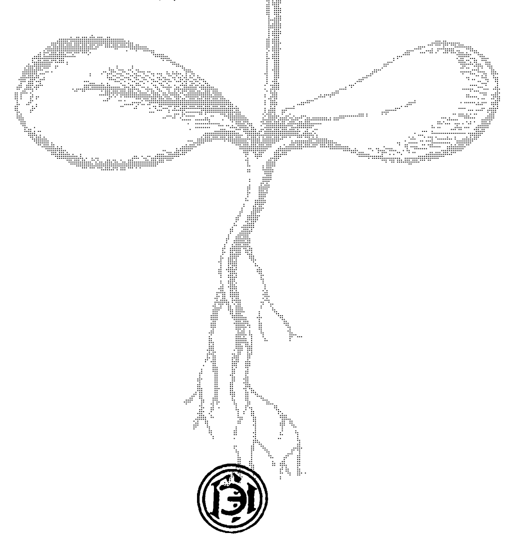
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 363

Г. И. БЯЛИК

ЛАМПОВЫЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1960 ЛЕНИНГРАД

В книге содержатся основные сведения об особенностях усилительных устройств, предназначенных для воспроизведения формы усиливаемых сигналов. Рассматриваются основные применяемые схемы и методы их улучшения. Приводятся расчетные соотношения, позволяющие определять параметры схем.

Книга предназначена для читателей, занимающихся телевидением, импульсной техникой и телемеханикой. Содержащийся в ней расчетный материал может быть также полезен инженерно-техническому персоналу, связанному с широкополосными усилителями, используемыми в других областях.

Гялик Гавриил Иосифович

ЛАМПОВЫЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Редактор *М. И. Кривошеев* Техн. редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 12/XI 1959 г. Подписано к печати 6/II 1960 г.
Т-01297. Бумага $84 \times 108^1/_{32}$. 5,7 печ. л. Уч.-изд. л. 6,2
Тираж 50 000 экз. Цена 2 р. 50 к. Заказ 598

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСОБЕННОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В различных областях современной науки и техники приходится иметь дело с физическими явлениями, которые весьма быстро протекают во времени. Эти явления могут через известные промежутки вновь периодически повторяться. Они также могут быть неповторимыми, случайными или просто единичными.

Для изучения и использования быстро протекающих процессов необходимы специальные устройства, реагирующие на быстрые изменения. Наиболее удобными являются электронные приборы, практически мгновенно реагирующие на электрические изменения, например электронно-лучевая трубка, электронные счетчики и т. п. Подавляющее большинство оконечных устройств, т. е. устройств, которые являются индикаторами быстро изменяющихся процессов, требует для своей нормальной работы достаточного по величине сигнала, измеряемого обычно десятками и даже сотнями вольт. Поэтому между оконечным устройством и источником сигнала необходимо включать усилитель.

Усилители быстро изменяющихся электрических сигналов называются широкополосными[1]. В настоящее время наиболее распространенными являются широкополосные усилители, использующие электронные лампы. В некоторых областях электроники уже с успехом применяются усилители с использованием полупроводниковых приборов.

Принцип действия рассматриваемых усилителей и их схемные элементы те же, что и в усилителях низкой частоты, применяемых в звуковом кино, радиовещании и других областях техники.

---

[1] В связи с тем, что широкополосные усилители имеют большое распространение в телевидении, за ними прочно укрепился термин «видеоусилители», т. е. усилители сигналов изображения.

Широкополосные усилители делятся на две группы: апериодические (усилители нижних частот) и резонансные (полосовые). В дальнейшем речь будет идти исключительно о первой группе широкополосных усилителей.

Две особенности отличают широкополосные усилители от усилителей низкой частоты.

Первая из них, качественная, заключается в том, что к широкополосным усилителям предъявляются весьма жесткие требования относительно неискаженной передачи формы усиливаемого сигнала. Под формой сигнала условимся понимать форму кривой, изображающей зависимость напряжения (тока или мощности) от времени.

Вопрос передачи формы усиливаемых колебаний связан с допустимостью фазовых, частотных и нелинейных искажений, о которых речь будет ниже.

Иначе обстоит дело в приборах, предназначенных для усиления звуковых сигналов. В силу свойств уха там допустимы значительные искажения формы кривой.

Вторая особенность широкополосных усилителей, количественная, заключается в большой скорости изменений усиливаемого ими напряжения, что как для периодических, так и для единичных процессов связано с частотой колебаний.

Отличие имеется и в медленно меняющихся сигналах. Некоторые широкополосные усилители должны усиливать сигналы, весьма медленно меняющиеся во времени, — несколько раз в секунду или даже одно колебание за несколько секунд.

ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОВЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Обычно в радиотехнике в качестве универсального испытательного сигнала используются непрерывные синусоидальные колебания. Зависимость величины усиления схемы (коэффициента усиления) от частоты синусоидального колебания называется *частотной* (амплитудно-частотной) характеристикой.

В широкополосных усилителях знание частотной характеристики является только лишь полезным, но не достаточным. С помощью частотной характеристики можно произвести ориентировочный расчет усилителя или по измеренной характеристике приближенно можно судить об искажающих свойствах уже собранного усилителя.

Частотная характеристика влияет на форму воспроизводимого сигнала. На рис. 1,*а* показан сигнал, являющий-

ся суммой мгновенных значений трех синусоидальных колебаний, амплитуды которых убывают по мере увеличения частоты. Амплитуда колебаний с двойной частотой составляет 60% от амплитуды основного колебания, с тройной 30%. Предположим, что усилитель, на вход которого подан такой сигнал, неодинаково усиливает гармонические

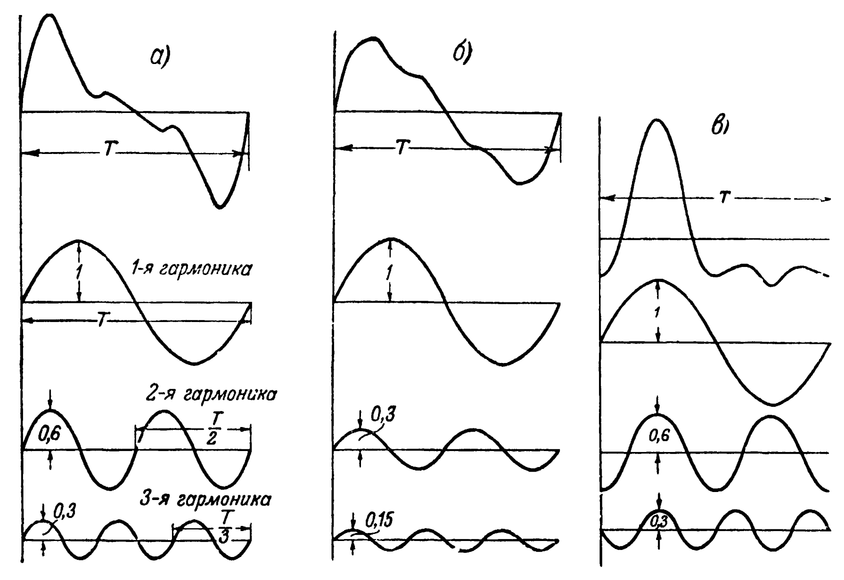


Рис. 1. Сложение гармонических составляющих.

составляющие различных частот. Например, частотная характеристика такова, что амплитуда последующей составляющей будет ослаблена относительно предыдущей, так что на выходе усилителя амплитуда колебания с двойной частотой составит только 30% от амплитуды основного колебания, с тройной частотой 15%. Тогда, как видно из рис. 1,*б*, форма выходного сигнала отличается от формы входного. Для того чтобы искажения формы отсутствовали, частотная характеристика должна быть равномерной, т. е. усиление должно быть одинаковым для всех гармонических составляющих усиливаемого сигнала. Как известно, это требование трудно выполнить при наличии реактивных элементов схем — индуктивностей и емкостей.

Знание частотной характеристики еще не дает полного представления о том, как исказится форма реального ко-

лебания. Для суждения об искажениях формы нужно еще знать, какой фазовый сдвиг вносится усилителем для каждого гармонического колебания. Зависимость фазового сдвига от частоты называется **фазовой** (фазово-частотной) характеристикой.

На рис. 1,*в* изображены те же гармонические составляющие, что и на рис. 1,*а*, с такими же амплитудными соотношениями, только в другом взаимном фазовом расположении, которое, как мы допускаем, внес усилитель. Видно, что форма кривой при этом резко меняется. Такие искажения называются фазовыми. Если в усилителях звуковых сигналов наличие фазовых искажений практически не влияет на восприятие и впечатление о звуке, слышимом в громкоговорителе, будет правильным, ибо ухо не реагирует на фазовые искажения, то при наблюдении сигналов на экране зрительное впечатление будет искажено.

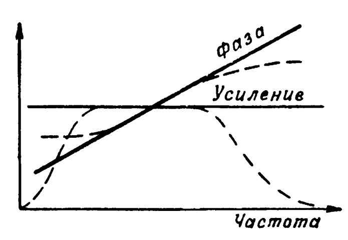


Рис. 2. Частотные и фазовые характеристики идеального (сплошные линии) и реального (штриховые линии) усилителя.

Фазовые искажения оцениваются при помощи фазовой характеристики. Для того чтобы фазовые искажения отсутствовали, нужно, чтобы фазовый сдвиг был равен нулю для всех гармоник либо пропорционален частоте. В последнем случае относительное расположение гармоник во времени не нарушится.

Так как в реальных схемах фазовый сдвиг всегда имеется из-за наличия реактивных элементов схемы, т. е. условие равенства нулю фазовых сдвигов исключается, то нужно стремиться к тому, чтобы фазовый сдвиг был прямо пропорционален частоте.

Итак, чтобы не произошло искажений формы сигнала, усиление не должно зависеть от частоты, а фазовый сдвиг должен быть прямо пропорционален частоте, как показано на рис. 2 (сплошные линии).

Выше отмечалось, что из-за наличия в схемах, кроме сопротивлений, еще емкостей и индуктивностей, частотные и фазовые характеристики не могут быть идеальными; они отличаются от прямых линий, изображенных на рис. 2, и могут соответствовать, например, пунктирным линиям на том же рисунке. При создании усилителей нужно стре-

миться к тому, чтобы в заданных пределах приблизить реальные характеристики к идеальным. Так как и фазовые и частотные искажения возникают из-за наличия одних и тех же реактивных элементов схемы, то невозможно изменить одну характеристику без изменения другой. Между этими характеристиками имеется тесная связь. При ухудшении частотной характеристики ухудшается также и фазовая и, наоборот, при выправлении частотной характеристики улучшается фазовая.

При расчете и конструировании или при испытании готовых усилителей можно определить частотную и фазовую характеристики, но довольно сложно при этом составить представление об искажениях формы усиливаемых сигналов. Ведь частотные и фазовые характеристики основаны на представлении о том, что усиливаемые колебания являются непрерывными гармоническими и отличаются только по частоте. Каковы будут искажения сложных по форме колебаний, можно оценить с помощью переходных характеристик.

ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Сигнал, с помощью которого можно оценить качество широкополосного усилителя, изображен на рис. 3.

Напряжение или ток такой формы характеризует собой следующий процесс. Предположим, что на вход усилителя до некоторого момента времени t_0 не подключены никакие источники напряжения, т. е. входное напряжение равно нулю. В момент времени t_0 к входу подключается источник постоянного напряжения, создающий на входных зажимах усилителя разность потенциалов, равную, например, 1 *в* (удобнее для рассмотрения выбирать одновольтный или вообще единичный сигнал, ибо тогда величина выходного сигнала будет непосредственно выражать коэффициент усиления). После включения напряжение на входных зажимах уже больше не изменяется, остается постоянным и равным 1 *в*. Такой сигнал часто называют перепадом (скачком) напряжения или единичным напряже-

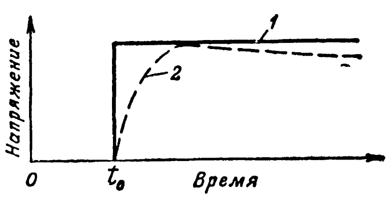


Рис 3. Перепад напряжения *1* и переходная характеристика *2*.

нием Точку начала отсчета времени обычно совмещают с моментом включения.

Почему же выбран именно такой сигнал для исследования? Это сделано по двум причинам Первая — перепад напряжения объединяет два крайних противоположных режима, особенно наглядно характеризующих работу широкополосного усилителя: чрезвычайно быстрое, мгновенное изменение напряжения на входе в момент времени t_0 и отсутствие какого бы то ни было изменения напряжения после момента времени t_0 Если бы выходное напряжение по форме не отличалось от входного, то это означало бы, что усилитель способен воспроизводить мгновенные изменения напряжения. Поскольку невозможно мгновенно изменять напряжение на конденсаторе в цепи, содержащей сопротивление, точное воспроизведение такого сигнала усилительным устройством не обеспечивается, хотя бы потому, что даже монтажные проводники обладают определенной емкостью относительно корпуса

По степени приближения кривой выходного напряжения к форме перепада напряжения можно судить о способности усилителя реагировать на быстрые изменения входного сигнала Если бы кривая выходного напряжения после t_0 совпадала с прямой, соответствующей постоянному напряжению на входе, то это означало бы, что усилитель способен усиливать неизменяющиеся или чрезвычайно медленно изменяющиеся напряжения, например синусоидальные колебания весьма низких частот

Зная форму выходного напряжения, если на вход подан перепад, можно сказать, какова, например, частотная характеристика И, обратно, зная частотную и фазовую характеристики, можно примерно представить себе искажения, которые внесет усилитель при воспроизведении перепада

На рис 3 пунктиром показано выходное напряжение реального усилителя, на вход которого подан перепад напряжения. Для удобства сравнения формы выходного напряжения с входным при построении пунктирной кривой предполагалось, что коэффициент усиления схемы равен единице. Из графика видно, что вместо мгновенного скачка напряжения в момент времени t_0 выходное напряжение довольно медленно возрастает до максимума, а затем не остается постоянным и начинает спадать Это означает, что усилитель не способен воспроизводить быстрые изменения входного напряжения, а также воспроизводить медленные изменения напряжения на входе Можно заклю-

чить, что данный усилитель вносит искажения на высоких и низких частотах.

Форму выходного напряжения усилителя, на вход которого подан перепад напряжения, называют переходной характеристикой усилителя. Переходной она называется потому, что характеризует способность усилителя реагировать на очень быстрый переход от одного состояния, когда сигнала на входе нет, к другому режиму, когда на вход подано постоянное напряжение.

Итак, по виду переходной характеристики можно судить о способности усилителя к воспроизведению быстрых и медленных изменений, о том, как усилитель воспроизводит мгновенный переход от одного неизменного состояния к другому. Очевидно, что тот усилитель будет более качественным, у которого при наибольшем коэффициенте усиления форма переходной характеристики будет ближе к форме перепада напряжения.

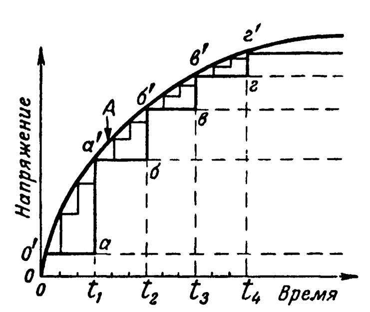


Рис. 4. Входное напряжение *А* можно представить в виде суммы перепадов напряжений.

Вторая причина, по которой для исследования усилителей удобно использовать перепад напряжения, заключается в том, что любую реальную кривую, изображающую напряжение на входе усилителя, можно весьма точно представить как сумму перепадов напряжений. Идея такого представления дана на рис. 4. Кривая *А* изображает действительное напряжение на входе. Ступенчатая линия *оо' аа' бб'*, ... является суммой мгновенных значений перепадов: *оо'* — совершающегося в момент времени *0*, *аа'* — в момент t_1 и т. д., каждый из перепадов происходит в последующий момент времени и повышает напряжение до такого значения, которое совпадает с кривой *А*. Эта ступенчатая линия вписана в кривую *А*. Вершина каждой ступени касается кривой *А*. Конечно, ступенчатая линия *оо' аа' бб'*,... лишь отчасти передает характер кривой *А*, но, сокращая промежутки времени t_0—t_1, t_1—t_2 и т. д., мы в конце концов получим ступенчатую линию, очень похожую на кривую *А* (рис. 4).

Зная переходную характеристику усилителя и закон,

по которому изменяется напряжение на входе, можно, воспользовавшись специальными формулами, просуммировать целый ряд одинаковых переходных характеристик и получить форму выходного напряжения, каким оно будет в действительности.

Таким образом, для оценки любого широкополосного усилителя достаточно получить переходную характеристику, зная которую, мы сможем изобразить выходное напряжение, когда на вход подано напряжение любой интересующей нас формы.

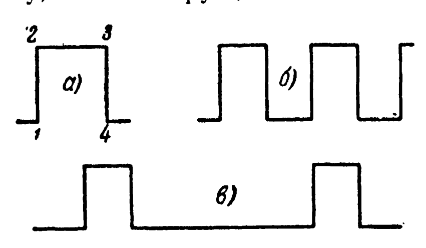


Рис. 5. Сигналы, используемые при исследовании искажений в усилителях.

а — прямоугольный импульс; *б* — симметричные прямоугольные сигналы; *в* — последовательность несимметричных прямоугольных импульсов.

Перепад напряжения не является единственным сигналом, применяемым для оценки качества широкополосных усилителей. В некоторых случаях более удобным может явиться применение для целей расчета и испытания, например, прямоугольного импульса (рис. 5,*а*) или последовательности кратковременных сравнительно с периодом их повторения прямоугольных импульсов (рис. 5,*в*), или, наконец, последовательности симметричных прямоугольных сигналов, изображенной на рис. 5,*б*. Приблизительно такие сигналы можно получить в специальных электронных схемах, например в схеме мультивибратора.

Каждый из приведенных на рис. 5 сигналов лишь немногим сложнее перепада напряжения. Так, например, прямоугольный импульс можно рассматривать как сумму двух перепадов: одного—положительного, происходящего в момент времени *1* и повышающего напряжение от *1* до *2*, другого — отрицательного, происходящего в момент *3* и уменьшающего напряжение на такую же величину.

В каждом конкретном случае пользуются тем сигналом, который позволяет наиболее наглядно выявить интересующие нас свойства данного усилителя.

ЧАСТОТНЫЙ СОСТАВ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Сигналы, изображенные на рис. 5, можно представить в виде суммы непрерывных гармонических колебаний. Для этого амплитуды и частоты складываемых колебаний долж-

ны находиться в определенном соотношении, характерном только для сигнала данной формы.

Так, например, симметричные прямоугольные сигналы можно получить, если просуммировать очень большое число синусоидальных колебаний. Частота основной синусоиды (1-й гармоники) будет определять частоту прямоугольного колебания. Частоты высших гармоник кратны основной. Частота 2-й гармоники в 3 раза больше частоты 1-й гармоники, следующей — в 5 раз больше частоты 1-й гармоники и т. д.

Амплитуды гармоник должны быть обратно пропорциональны частоте. Это означает, что если принять амплитуду 1-й гармоники за единицу, то амплитуда следующей должна быть равна $^1/_3$, так как ее частота в 3 раза больше, и т. д.

Рис. 6. Частотный спектр симметричных прямоугольных импульсов.

Амплитудно - частотный состав таких сигналов можно представить в виде графика. Каждая суммируемая гармоника условно изображается в виде вертикальной линии, длина которой пропорциональна амплитуде данной гармоники. Располагая эти линии вдоль горизонтальной оси, масштаб которой пропорционален частотам, получим представление об амплитудно-частотном составе или о так называемом частотном спектре сигнала. На рис. 6 приведен частотный спектр последовательности прямоугольных сигналов.

Для случая, когда длительность импульса равна $^1/_8$ периода T, частотный спектр приведен на рис. 7. Из этого рисунка можно сделать заключение о том, что здесь суммируются не только нечетные гармоники, но также и гармоники, частоты которых в 2, 4 и вообще в четное число раз больше частоты основной гармоники. Амплитуды гармоник убывают по мере увеличения частоты. Амплитуда 8-й гармоники равна нулю. Все амплитуды гармоник, начиная с 9-й и до 15-й, нанесены ниже оси частот. Этим условно показывается, что гармоники сдвинуты по фазе на 180°.

При графическом изображении последовательности импульсов, в которой длительность импульса равна, напри-

мер, $^1/_{20}$ периода или вообще T/n, где n — любое число, общий характер спектра не изменяется. Однако все амплитуды при этом пропорционально уменьшаются; частота гармоники, амплитуда которой обращается в нуль, равна n/T.

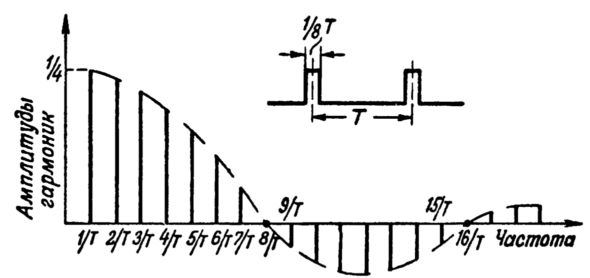


Рис. 7. Частотный спектр последовательности несимметричных прямоугольных импульсов.

Чем больше гармонических составляющих, тем точнее результирующая кривая будет совпадать с прямоугольным сигналом. Следует, однако, иметь в виду, что удельное значение высших гармоник не столь существенно, так как их амплитуды становятся все меньшими и меньшими

ИСКАЖЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

Если бы каждая из бесконечного числа гармоник, образующих прямоугольный импульс, усиливалась одинаково и фазовые соотношения между гармониками не нарушались, не было бы искажений формы сигнала Частотный спектр выходного сигнала в этом случае был бы подобен спектру входного сигнала. Но при усилении прямоугольных импульсов реальным усилителем в какой-то мере нарушаются соотношения между суммируемыми гармониками.

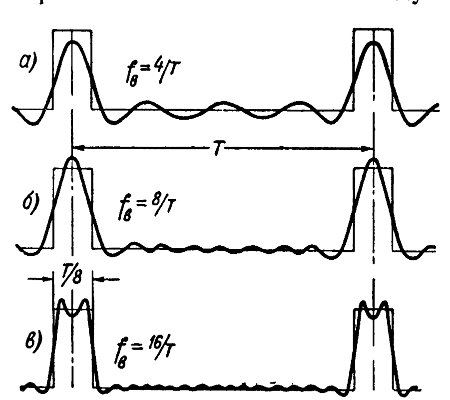


Рис. 8. Точность воспроизведения импульсов увеличивается с ростом полосы частот.

На рис. 8 представлен результат суммирования конечного числа гармоник, образую-

щих прямоугольные импульсы, частотный спектр которых представлен на рис. 7. Если граничная частота, выше которой коэффициент усиления равен нулю, находится между 4-й и 5-й гармониками, т. е. если складываются только четыре первые синусоиды, то получается кривая *а*. Если граничная частота лежит выше и суммируется семь гармоник, получается кривая *б*. При суммировании 15 гармоник — кривая *в*.

Из кривых на рис. 8 следует, что скорость изменения напряжения увеличивается с ростом числа суммируемых гармоник

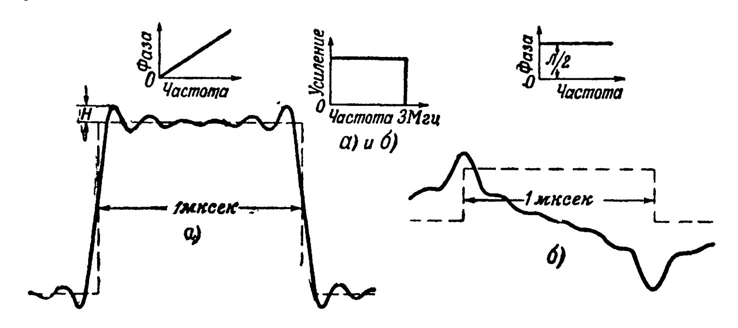


Рис. 9. Искажения импульса при резко ограниченной полосе частот.

а — фазовые искажения отсутствуют, *б* — та же полоса, но имеются фазовые искажения.

На рис. 9,*а* изображен в более крупном масштабе прямоугольный импульс длительностью 1 *мксек* после прохождения через усилитель с граничной частотой, равной 3 *Мгц*. Время, за которое напряжение возрастет до максимума — время установления, составляет примерно 0,1 от длительности импульса. Прямая вершина импульса искажена колебаниями Если, помимо устранения высокочастотных гармонических составляющих, усилитель уменьшает относительную величину самых низкочастотных гармоник, то вершина импульса в этом случае будет еще сильнее искажена. Как видно из кривой на рис. 10, после достижения максимума напряжение значительно уменьшается. Существенные изменения возникают при наличии фазовых искажений, которые до сих пор не учитывались.

Для иллюстрации этого положения на рис. 9,*б* приведен тот же импульс, пропущенный через усилитель, создающий, помимо частотных искажений на высоких ча-

стотах, еще и сильные фазовые искажения (фазовый сдвиг не меняется с частотой). Полученную кривую даже трудно сопоставить с прямоугольным импульсом, так сильно она искажена.

Всегда наряду с частотными искажениями имеют место и фазовые. Влияние последних на форму сигналов очень велико, поэтому кривые, построенные с учетом лишь ограничения полосы частот, на практике выглядят несколько иначе. Однако приведенные примеры позволяют судить о степени влияния частотных и фазовых искажений на форму стандартных испытательных сигналов. На практике чаще всего пользуются частотными характеристиками, так как измерения фазовых гораздо сложнее. В последующих разделах при описании конкретных схем для иллюстрации их качества приводятся в основном переходные характеристики. Но в соответствии с установившейся практикой расчетные соотношения выводятся на основании частотных характеристик с учетом искажений формы сигналов. Это позволяет обойтись без рассмотрения фазовых характеристик.

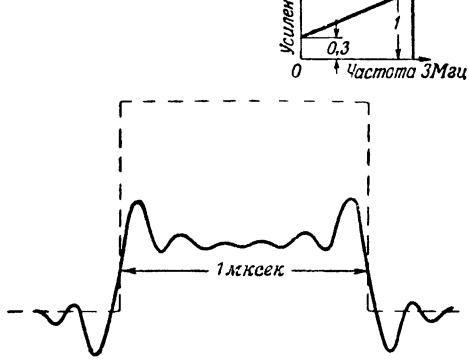


Рис. 10. Искажения импульса, когда, помимо резкого ограничения полосы частот, усиление увеличивается с частотой.

Итак, выше установлено:

1. Время установления напряжения обратно пропорционально полосе воспроизводимых частот. Нужно стремиться к тому, чтобы усилитель возможно быстрее реагировал на изменения входного напряжения. Большое время установления, например, в телевизионных усилителях приводит к уменьшению четкости, к появлению размытостей на вертикальных границах между светлыми и тёмными местами изображения.

2. Резкое ограничение полосы частот усилителя вызывает появление на прямоугольном испытательном сигнале колебательного процесса после достижения максимума или

минимума. Этот колебательный процесс вместо неизменного напряжения приводит к появлению ложных изображений на экране электронно-лучевой трубки. Сглаживание колебательного процесса практически приводит к увеличению времени установления (см. гл. 3). О мешающем действии колебательного процесса судят по величине первого положительного выброса H над уровнем, около которого происходят колебания (рис. 9,*а*).

3. Ограничения на низких частотах связаны с неправильной передачей медленно изменяющихся напряжений.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейные искажения также приводят к изменению формы усиливаемых сигналов. Однако по своему происхождению они не связаны с сопротивлениями, конденса-

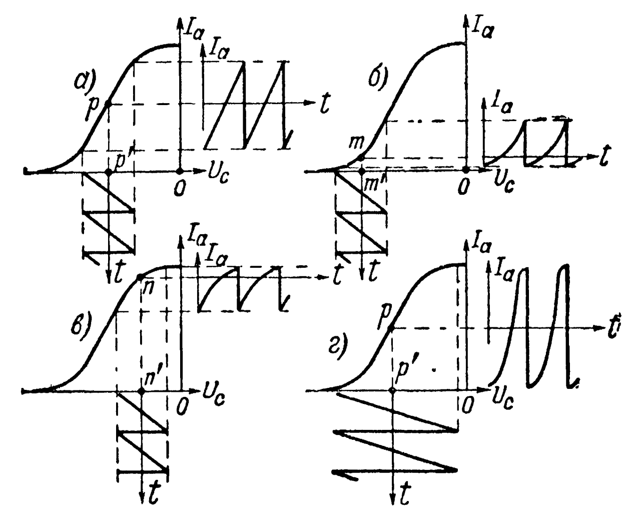


Рис. 11. Возникновение нелинейных искажений при усилении.

а — режим выбран правильно — искажения отсутствуют, *б* — слишком большое смещение, *в* — малое смещение, *г* — очень большие сигналы.

торами и индуктивностями, из которых составляются схемы междуламповых связей широкополосных усилителей.

Источником нелинейных искажений являются сами электронные лампы, а причиной их — неправильные режимы работы или перегрузка ламп. На рис. 11 приведены

графики, поясняющие возникновение нелинейных искажений при усилении.

Зависимость анодного тока лампы от напряжения на сетке (точнее напряжения между сеткой и катодом) не изображается прямой линией, так как нет линейной зависимости между изменением сеточного напряжения и возникающим под влиянием этого изменения уменьшением или увеличением анодного тока. При больших отрицательных напряжениях на сетке, например вблизи точки m' на рис. 11,*б*, а также при сеточных напряжениях, близких к нулю, анодный ток изменяется сравнительно медленно, тогда как в средней области графика, вблизи точки *p* (рис. 11,*а*), анодный ток примерно пропорционален изменению сеточных напряжений. Положим, что между сеткой и катодом включен источник исходного отрицательного смещения, соответствующий на графике (рис. 11,*а*) отрезку op'. Если теперь подать на сетку сигнал не очень большой величины, так чтобы даже при максимальных и минимальных значениях сигналов последние не выходили за пределы того участка сеточного напряжения, которому соответствуют пропорциональные изменения анодного тока, то форма колебаний анодного тока, а значит и выходного напряжения (на активном нагрузочном сопротивлении), не будет отличаться от входного сеточного напряжения. Это иллюстрируется графическим построением на рис. 11,*а*.

Если же на сетке создать слишком большое исходное смещение om' или слишком малое on', то кривая тока, как видно из графиков, исказится.

При чрезмерно большом смещении особенно сильное сжатие кривой произойдет в нижней ее части, а при малом смещении — в верхней части.

Кривая рассматриваемого напряжения, по форме напоминающая зубья пилы и потому называемая пилообразной, очень удобна для качественного суждения о нелинейных искажениях. Этот метод исследования нелинейных искажений предложил проф. В. Л. Крейцер. По форме выходного сигнала сразу видно, какой участок кривой подвергся изменениям.

В справочниках по электронным лампам всегда приводится рекомендуемое значение исходного отрицательного смещения. В некоторых случаях вместо напряжения указывается величина сопротивления автоматического смещения, рекомендуемого для установки в цепи катода.

Если придерживаться указанного в справочниках ре-

жима, то искажения, обусловленные верхним и нижним изгибами ламповой характеристики, могут отсутствовать. Однако даже при правильном выборе напряжения смещения нелинейные искажения могут иметь место. При подаче очень большого сигнала можно выйти за пределы линейного участка сеточной характеристики. Тогда, как показано на рис. 11,*г*, исказятся и верхняя и нижняя части усиливаемого сигнала. Практически это бывает в последних каскадах усилителей, когда сигнал после предварительного усиления достигает уже значительной величины.

Например, для лампы 6Ж4 раствор сеточной характеристики — напряжение, соответствующее перемещению от нижнего до верхнего изгибов, составляет 4—6 *в* (для различных значений анодного и экранного напряжений). Выходной сигнал, по величине превышающий 6 *в*[1], исказится при усилении.

Нелинейные искажения возникают также при появлении тока в цепи управляющей сетки. Сеточный ток появляется при напряжениях сетка — катод, близких к нулю, и увеличивается по мере увеличения на сетке. Поэтому, даже если верхний изгиб сеточной характеристики лежит в области положительных напряжений на сетке, все равно режим нужно выбирать так, чтобы максимальные значения сигнала во всяком случае не повышали напряжение на сетке выше нуля.

В усилителях звуковых сигналов количественная оценка нелинейных искажений производится с помощью так называемого коэффициента нелинейных искажений (клирфактора). Если синусоидальный сигнал усиливается на нелинейном участке ламповой характеристики, то анодный ток по форме уже несинусоидален. Кривая анодного тока может быть представлена как сумма нескольких гармоник с кратными частотами. Первая из них, основная, имеет частоту входного сигнала. Относительное увеличение 2-й, 3-й и так далее гармоник свидетельствует об увеличении искажений. Коэффициент нелинейных искажений есть отношение действующего (среднеквадратичного) значения всех мешающих гармоник, не присутствующих во входном сигнале, к амплитуде гармоники основной частоты. Чем меньше этот коэффициент, тем меньше искажения.

---

[1] Под величиной сигнала понимается разность между максимальным и минимальным напряжениями, «размах» сигнала.

Применение указанного коэффициента для оценки нелинейных искажений в широкополосных усилителях не оправдано. Коэффициент нелинейных искажений учитывает лишь количественную сторону этого явления. Однако он не учитывает характер искажений; например, куда обращена выпуклость искаженных пилообразных кривых на рис. 11. Ввиду свойств уха в звуковых усилителях качественный характер искажений не имеет особого значения. Но на экране телевизора искажения такого же типа, как показаны на рис. 11,*б* и *в*, будут восприниматься различно. В первом случае яркость будет возрастать против ожидаемой, а во втором — падать. Нелинейные искажения проявляются в виде искажений контраста (контрастом называется отношение яркостей двух участков изображения).

ШУМЫ

Необходимо рассмотреть еще один вид искажений, ухудшающих усиливаемые сигналы, но не связанных непосредственно с сигналом. Речь идет о так называемых шумах (помехах), под которыми условимся понимать посторонние сигналы, существующие на выходе усилителя даже при отсутствии полезных сигналов.

При наличии усиливаемых сигналов шумы складываются с последними и за счет этого результирующее выходное напряжение по форме уже не совпадает с входным. Можно перечислить по крайней мере пять причин возникновения шумов в усилителях: 1) фон источников питания; 2) микрофонный эффект; 3) влияние близко расположенных источников колебаний; 4) использование деталей плохого качества и, наконец, 5) электрические флуктуации в электронных лампах и сопротивлениях. Первые четыре из указанных причин принципиально устранимы за счет некоторого усложнения конструкции и монтажа; об этом сказано в пособиях по конструированию обычной радиотехнической и усилительной аппаратуры. Рассмотрим вопрос о шумах, возникающих из-за наличия электрических флуктуаций.

Современная физика устанавливает, что элементы вещества — атомы состоят из электрически заряженных частиц — положительного ядра и отрицательных электронов. Электрон является носителем элементарного, наименьшего электрического заряда. Внутриатомные силы связывают ядро с несколькими электронами, которые движутся во-

круг ядра. Связь одного или нескольких электронов с ядром под воздействием внешних сил — нагревания, электрического поля, механических воздействий — может нарушиться. В твердом теле существует некоторое количество таких свободных, оторвавшихся от ядра электронов. Они беспорядочно движутся, сталкиваются с атомами, выбивают другие электроны, замещая выбитые.

Электрические свойства твердых тел определяются количеством свободных электронов. В металлах их больше всего. Поэтому в металлах проще всего под действием приложенной извне разности потенциалов создать движение электронов.

Так как электроны являются носителями зарядов, то при их перемещении под действием окружающего тепла возникают разности потенциалов. Под влиянием появившихся разностей потенциалов возникают уравнивающие токи, стремящиеся вернуть вещество в нейтральное электрическое состояние. И, действительно, в среднем разность потенциалов будет равна нулю. Но чем меньше промежуток наблюдения, тем больше будет наблюдаемое отклонение от нуля. Колебания разности потенциалов называются электрическими флуктуациями. Эти колебания не являются закономерными ни по величине, ни по форме.

Установлено, что напряжение флуктуаций пропорционально температуре, величине электрического сопротивления и обратно пропорционально промежутку времени наблюдения. Действительно, чем выше температура, тем с большей скоростью и энергией движутся электроны и тем большее мгновенное отклонение от нейтрального электрического состояния имеет место. Чем больше сопротивление вещества, тем меньше уравнивающие токи, а значит, и больше отклонение от нейтрального значения. Самый малый, доступный наблюдателю промежуток времени наблюдения связан с временем установления в усилителе мгновенного перепада входного напряжения. Флуктуационные напряжения очень быстро меняются по величине и знаку. Если усилитель не воспроизводит быстрых изменений, то флуктуационные помехи на выходе сгладятся; напряжение на выходе еще не успеет сколько-нибудь значительно измениться, как входное напряжение уже спадет или даже переменит знак.

Но, как было отмечено выше, одна из особенностей широкополосных усилителей состоит в том, что они способны воспроизводить процессы, протекающие в малые про-

межутки времени. Следовательно, эти усилители не препятствуют (конечно, в определенных пределах) наблюдению флуктуаций, а усиливают флуктуационные напряжения, имеющиеся на любом сопротивлении, например на входном сопротивлении, с которого снимается и полезный сигнал. Пока входной полезный сигнал много больше, чем напряжение флуктуаций, форма кривой на выходе будет мало искажена. Когда же входное напряжение сигнала будет по величине сравнимо с флуктуационным напряжением, искажения станут заметными.

Такого рода помехи ограничивают возможность неискаженного усиления слабых сигналов, т. е. при заданном необходимом выходном напряжении определяют целесообразный предел дальнейшего увеличения коэффициента усиления.

Эффективное (действующее) значение напряжения тепловых помех $u_т$ в вольтах определяется по формуле

$$u_т = \sqrt{4kTR(f)\Delta f}, \qquad (1)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1{,}37 \cdot 10^{-23}$ *дж/град*;
T — температура в градусах абсолютной шкалы;
$R(f)$ — вещественная составляющая комплексного сопротивления рассматриваемой цепи, *ом*;
Δf — полоса частот, *гц*, внутри которой $R(f)$ остается приблизительно постоянным.

Вещественная составляющая комплексного сопротивления цепи в общем меньше, чем омическое сопротивление R, ибо последнее всегда шунтируется паразитной емкостью. Чем выше частота, тем шунтирующее действие емкости больше.

Вещественная составляющая $R(f)$ для данной частоты f может быть вычислена по формуле

$$R(f) = \frac{R}{1 + (2\pi fCR)^2}, \qquad (2)$$

где C — емкость, шунтирующая омическое сопротивление R. Поэтому для точного подсчета величины тепловых флуктуаций в формуле (1) вместо произведения $R(f)\Delta f$ нужно подставить величину, численно равную площади «частотной характеристики» цепи, состоящей из сопротивления R и емкости C.

В качестве примера укажем, что на сопротивлении в 100 000 *ом* при наименьшем возможном промежутке времени наблюдения, равном 1 *мксек* (соответствует полосе частот в 1 *Мгц*), в условиях комнатной температуры развивается флуктуационное напряжение, равное примерно 40 *мкв* Для неискаженного воспроизведения полезного сигнала последний должен быть в несколько раз больше. Если увеличить вдвое время наблюдения (сократить вдвое полосу частот), то шумовое напряжение уменьшится не в 2, а лишь в 1,4 раза, т е будет равно 28 *мкв* Тот же эффект был бы при уменьшении вдвое сопротивления. Можно, конечно, выбрать входное сопротивление весьма малым, однако при этом ток полезного сигнала также создаст малое падение напряжения на этом сопротивлении.

Важно оценить величину помех, возникающих во входном сопротивлении, а не в сопротивлениях промежуточных цепей, потому что флуктуации в последующих каскадах не имеют практического значения. Действительно, если предположить, что коэффициент усиления одного каскада равен 10, то флуктуационное напряжение в 40 *мкв*, усиленное в 10 раз, составит на входе второго каскада 400 *мкв*, т е. величину, значительно превосходящую шумы сопротивления второго каскада (если, конечно, это сопротивление не слишком велико по сравнению с входным). Здесь уместно отметить, что шумовые напряжения складываются не арифметически, а геометрически, т е. суммарный эффект при сложении шумовых напряжений в 400 и 40 *мкв* будет равен всего

$$\sqrt{400^2 + 40^2} = 403 \text{ мкв}.$$

Электронные лампы также являются источниками флуктуации. Ток эмиссии складывается из отдельных хаотически вырывающихся из катода электронов Если сравнить количества электронов, достигающих анода за два малых промежутка времени, то они будут различными. Чем меньше промежутки времени наблюдения, тем бóльшие отклонения анодного тока от среднего значения имеют место Этот эффект называют «дробовым» ввиду того, что поток электронов подобен потоку падающих дробинок.

Эффективное значение тока флуктуаций от дробового эффекта определяется выражением

$$i_д = \sqrt{2 i_0 e \Delta f}, \qquad (3)$$

где i_0 — средний ток полной эмиссии;

e — заряд электрона;
Δf — полоса частот.

Эффект флуктуаций в электронных лампах обычно отождествляется с эффектом флуктуаций в сопротивлениях. При этом электронная лампа заменяется эквивалентным «шумовым» сопротивлением, установленным в цепь управляющей сетки идеализированной «нешумящей» лампы.

Шумовые сопротивления триодов приближенно определяются по формуле

$$R_{ш.т} \approx \frac{2,5}{S},$$

где S — крутизна характеристики лампы.

В тетродах и пентодах уровень флуктуационных помех возрастает; их шумовые сопротивления приближенно определяются по формуле

$$R_{ш\ п} \approx \frac{2,5}{S} + \frac{i_а}{i_а + i_э}\left(1 + 8\frac{i_э}{S}\right),$$

где $i_а$ — анодный ток;
$i_э$ — ток экранирующей сетки.

В табл. 1 приведены значения шумовых сопротивлений некоторых распространенных ламп.

Таблица 1

Шумовые сопротивления электронных ламп

Тип лампы	$R_ш$, *ом*	Тип лампы	$R_ш$, *ом*
Триоды		Пентоды	
6Ж4	220	6Ж4	720
6Ж1П	385	6Ж1П	3 700
6Н3П	700	6Ж1ПЕ	1 600
6С2П	400	6Ж3	2 800
6С3П	200	6Ж9П	350
6С15П	400	6Ж5Б	3 600
		6Ж11П	250

Так же как и в случае сопротивлений, имеет практический смысл учитывать только шум первой лампы. При расчете результирующих флуктуаций нужно геометрически сложить шумовое сопротивление первой лампы и входное

сопротивление и учитывать только это результирующее шумящее сопротивление.

Таким образом, электрические флуктуации приводят к тому, что при заданном допустимом ухудшении формы сигнала имеется определенный предельный коэффициент усиления. Ухудшение формы сигнала из-за наличия шумов задается в виде допустимого отношения напряжения сигнала к напряжению шума (отношение сигнал/шум). Это отношение для усилителей удовлетворительного качества не должно быть меньше десяти.

ГЛАВА ВТОРАЯ

РЕОСТАТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД

Усилительные каскады различаются по характеру анодной нагрузки. В дроссельном усилительном каскаде, например, нагрузкой является катушка с сердечником, а в реостатном — активное сопротивление. На рис. 12 приве-

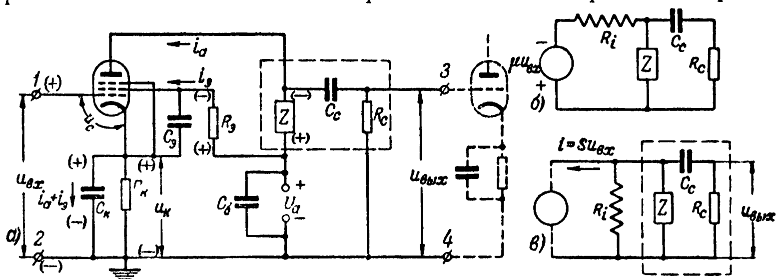


Рис. 12. Принципиальная (*а*) и эквивалентные (*б* и *в*) схемы усилительного каскада.

дена схема усилительного каскада. К данному каскаду относятся все элементы схемы, расположенные между теми зажимами, куда подается входное напряжение *1-2*, и теми зажимами, откуда снимается выходное напряжение *3-4*. Очевидно, что если соединено несколько каскадов, то выходное напряжение предыдущего будет входным для последующего. Нагрузка на схеме условно обозначена *Z*.

По практическим соображениям (защита последующих цепей от высокого напряжения источника питания $U_а$) между потребителем усиленных сигналов, например последующим

усилительным каскадом и нагрузкой, приходится включать переходный конденсатор $C_с$. Это в свою очередь влечет за собой необходимость подключения $R_с$ — сопротивления утечки сетки следующего каскада.

Если бы сопротивление $R_с$ вовсе отсутствовало, то на конденсаторе $C_с$ за счет сеточных токов, появляющихся при больших положительных сигналах, накапливался бы заряд. Результирующее напряжение сетка — катод зависело бы от напряжения на конденсаторе $C_с$. Полярность этого напряжения такова, что отрицательное смещение на сетку увеличивается и режим работы последующей лампы меняется. Это могло бы привести к появлению нелинейных искажений.

Установкой сопротивления $R_с$ добиваются того, что зарядившийся за счет сеточных токов конденсатор $C_с$ в те промежутки времени, когда сеточный ток отсутствует, разряжается по цепи, включающей нагрузку Z, сопротивление $R_с$ и источник питания.

Наличие цепочки $C_с$ — $R_с$, как мы увидим позднее, существенно влияет на воспроизведение медленно изменяющихся сигналов, поэтому фактической нагрузкой следует считать ту часть схемы, которая на рис. 12 заключена в пунктирный прямоугольник.

Форма выходного сигнала зависит от характера нагрузки. Кроме того, на форму сигнала влияют конденсаторы, устанавливаемые в цепи экранирующей сетки (в случае использования пентодов) и в цепи автоматического смещения. Если не устанавливать конденсаторов: $C_к$ — шунтирующего сопротивление автоматического смещения $R_к$ и $C_э$ — шунтирующего гасящее сопротивление $R_э$, с помощью которого понижается потенциал экранирующей сетки, то коэффициент усиления каскада уменьшается[1]. Емкости конденсаторов $C_к$ и $C_э$ должны быть столь большими, чтобы их сопротивления для самых низкочастотных составляющих усиливаемых токов были значительно меньшими, чем соответственно сопротивления $R_к$ и $R_э$. В этом случае $C_к$ и $C_э$ не оказывают влияния на переменную составляющую анодного тока. Обычно при выяснении искажений формы сигнала их не принимают в расчет.

---

[1] Подробнее об этом см. гл. 4.

Будем пока считать, что только анодная нагрузка может изменить форму сигнала при усилении, а $R_к$ и $R_э$ выбраны так, что обеспечивают необходимый режим питания каскада. Если это так и нелинейные искажения отсутствуют, то для исследования прохождения сигнала усилительный каскад можно заменить простой эквивалентной схемой, показанной на рис. 12, *б*. В этой схеме лампа заменена генератором переменного напряжения $\mu \cdot u_{вх}$ с внутренним сопротивлением R_i. В общей теории схем показывается, что такой генератор можно представить также в виде генератора „неизменного тока", шунтированного сопротивлением R_i (рис. 12, *в*). Следовательно, изменения внешней цепи не оказывают никакого влияния на величину тока генератора — ток остается практически независимым от внешней цепи. Ток генератора определяется как произведение крутизны характеристики лампы на переменное напряжение $u_{вх}$. Этот ток расходуется в двух ветвях внешней нагрузки — в сопротивлении R_i, равном внутреннему сопротивлению лампы, и в параллельно подключенной нагрузке Z.

В подавляющем большинстве широкополосных усилительных каскадов применяются пентоды, внутреннее сопротивление которых значительно больше нагрузочных (в сотни и даже тысячи раз). Можно поэтому в этих случаях на эквивалентной схеме не изображать сопротивление R_i; оно не оказывает никакого практического влияния на величину тока, протекающего по нагрузке. Тогда эквивалентная схема совсем упростится — она будет состоять лишь из нагрузки, по которой протекает ток, равный $Su_{вх}$. Такая эквивалентная схема отображает процесс усиления при не очень больших нагрузочных сопротивлениях и удобна для рассмотрения прохождения сигнала.

Имея в виду рассуждения, приведенные в гл. 1, можно сразу судить о том, какой по характеру должна быть нагрузка, для того чтобы не произошло искажений формы кривой. Применим ли для широкополосного усилителя в качестве нагрузки колебательный контур? Нет, неприменим[1]. Колебательный контур обладает резко выражен-

---

[1] Речь идет о колебательных контурах с высокой добротностью, т. е. об обычных радиотехнических контурах. Контуры с малой добротностью, порядка единицы и даже меньше, применяются. См. об этом в гл. 3.

ными резонансными свойствами. Это значит, что сопротивление параллельного контура велико вблизи резонансной частоты и очень мало для других частот. Предположим, что входной сигнал $u_{вх}$ имеет прямоугольную форму. Выше отмечалось, что такая форма напряжения создается суммой отдельных гармоник с кратными частотами и с определенными амплитудными соотношениями. Ток $i = Su_{вых}$ также можно полагать состоящим из отдельных гармоник тока с теми же частотами, ибо S — постоянный множитель. Совокупность гармоник тока, протекая по нагрузке, создает полезное падение напряжения. Если бы сопротивление контура не зависело от частоты, спектр выходного напряжения соответствовал бы спектру тока, а значит, и входного напряжения. Но из-за резко выраженных частотных свойств контура только те гармоники тока создадут значительное падение напряжения, частоты которых близки к резонансной частоте контура Соотношение между амплитудами отдельных гармоник в выходном сигнале по сравнению с входными нарушится. Произойдет искажение формы кривой.

По этим же причинам в качестве нагрузочных сопротивлений дроссели и трансформаторы также неприемлемы для широкополосных усилителей. Только величина активного сопротивления не зависит от частоты протекающего по нему тока Поэтому в качестве нагрузки широкополосных усилителей используют активные сопротивления.

КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ

Посмотрим, чему равен коэффициент усиления реостатного усилительного каскада, принципиальная схема которого изображена на рис. 13, а эквивалентная — на рис. 14, *а*. В эквивалентной схеме добавились два элемента: емкости C_1 и $C_{вх}$. Эти емкости не являются реальными деталями, включаемыми в схему. Они изображают всегда имеющиеся небольшие емкости самой схемы: $C_{вх}$ представляют так называемую входную емкость следующего каскада, а C_1 — выходную емкость лампы данного каскада с учетом емкости соединительных проводов схемы относительно общего провода (земли) ($C_1 = C_{вых} + C_м$). Величина емкостей C_1 и $C_{вх}$ — небольшая, составляет единицы или десятки пикофарад. Их влияние на работу схемы сказывается на высоких частотах. В начале предположим, что C_1 и $C_{вх}$ вовсе от-

сутствуют; поэтому эквивалентную схему каскада можно изобразить так, как это показано на рис. 14, *б*.

Цепочку $C_с - R_с$ можно рассматривать как делитель напряжения. Входное напряжение снимается с $R_с$. Чтобы не было бесполезного падения напряжения на конденсаторе $C_с$,

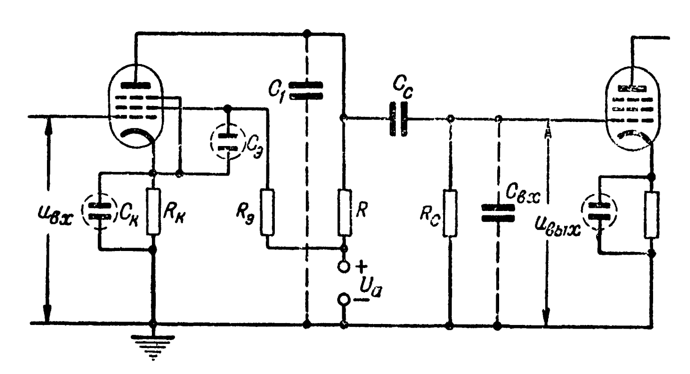


Рис. 13. Реостатный усилительный каскад.

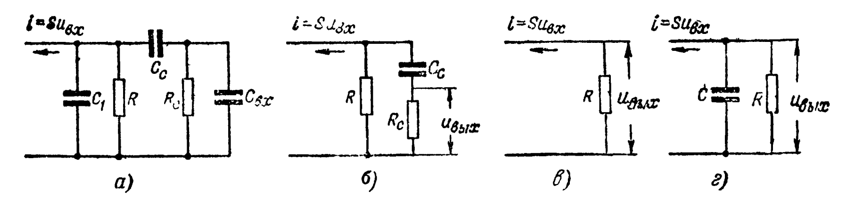


Рис. 14. Эквивалентные схемы реостатного каскада.

а — полная схема; *б* — для низких частот; *в* — для средних частот; *г* — для высоких частот.

его сопротивление должно быть очень малым по сравнению с $R_с$. Следовательно емкость конденсатора должна быть большой. Если выбрать конденсатор из этого соображения, то его сопротивление окажет существенное влияние только на самых низких частотах, где оно велико. Этот случай также будет рассмотрен особо, а пока, считая, что сопротивление конденсатора очень мало по сравнению с $R_с$, учитывать его не будем. Сопротивление $R_с$ достаточно велико по сравнению с нагрузочным сопротивлением R. Порядок величин здесь такой: R — тысячи или сотни ом, а $R_с$ — сотни тысяч ом.

Это позволяет изобразить эквивалентную схему так, как показано на рис. 14, *в*.

По сопротивлению R протекает ток $i = Su_{вх}$ и создает падение напряжения $u_{вых}$, т. е.

$$u_{вых} = Ri = SRu_{вх}.$$

Отсюда может быть получен коэффициент усиления каскада — отношение выходного напряжения к входному. Он равен:

$$K = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = SR \qquad (4)$$

— произведению крутизны характеристики анодного тока на нагрузочное сопротивление. Для лампы 6Ж4 крутизна составляет 9 *ма/в*. Значит, если нагрузочное сопротивление равно 1 000 *ом*, то коэффициент усиления каскада равен 9. При увеличении R вдвое коэффициент усиления также увеличится вдвое.

Означает ли это, что если установить нагрузочное сопротивление в 1 *Мом*, то коэффициент усиления каскада станет равным 9 000? Конечно, нет. Ведь эквивалентная схема на рис. 14,*в* и соответствующая ей формула (4) верны лишь приближенно, в предположении, что сопротивление R много меньше R_i и много меньше R_c. Кроме того, мы здесь не учитывали, что при увеличении нагрузочного сопротивления увеличивается падение напряжения на нем постоянной составляющей анодного тока и анодное напряжение уменьшается. Ведь при составлении эквивалентной схемы имелись в виду только переменные токи и переменные напряжения. При больших нагрузочных сопротивлениях нельзя уже пользоваться для вычислений крутизной статической характеристики, приводимой в справочниках. Действительная крутизна при больших R будет меньше. При определении коэффициента усиления в случае больших нагрузочных сопротивлений нужно пользоваться динамическими характеристиками.

Так как в широкополосных усилителях неискаженного воспроизведения сигналов приходится выбирать сравнительно малые нагрузочные сопротивления, то для этих усилителей простая формула (4) может быть использована для расчета.

ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ

С помощью эквивалентных схем рис. 14 можно сравнительно просто определить частотную и фазовую характеристики. Схема на рис. 14, *в* изображена в предположении, что емкость конденсатора $C_с$, установленного последовательно с сопротивлением $R_с$, велика. Однако такое предположение справедливо, если частота не очень мала. Допустим, что цепочка $C_с - R_с$ выбрана так: $C_с = 0{,}01$ *мкф*, а $R_с = 0{,}3$ *Мом*. Тогда на частоте, например, 5 000 *гц* сопротивление конденсатора составит 3 200 *ом* и им действительно, по сравнению с 0,3 *Мом* можно пренебречь, т. е. возможна замена схемы рис. 14, *б* схемой на рис. 14, *в*. Но если частота равна 500 *гц*, то сопротивление конденсатора составит 32 000 *ом*, а на частоте 50 *гц* — уже 0,32 *Мом*. В области низких частот нужно рассматривать эквивалентную схему рис. 14, *б*. Пример показывает, что на низких частотах значительная часть напряжения упадет на конденсаторе. Так как питающий схему ток не меняется и общее падение напряжения, определяемое малым сопротивлением R, равно $SRu_{вх}$, то снимаемое с $R_с$ напряжение $u_{вых}$ составит только часть общего падения напряжения: следовательно, по мере уменьшения частоты коэффициент усиления падает.

Уменьшение коэффициента усиления на низких частотах подсчитывается по формуле

$$\frac{K_н}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(2\pi f C_с R_с)^2}}}, \qquad (5)$$

в которой $\frac{K_н}{K}$ — отношение коэффициента усиления на низких частотах к коэффициенту усиления на такой частоте, где влиянием $C_с$ можно пренебречь. Формула (5) дает возможность построить частотную характеристику каскада в области низких частот. От относительного усиления к его действительной величине можно перейти, помножив $\frac{K_н}{K}$ на SR.

Частоту, на которой усиление падает на 30%, принято называть „нижней граничной частотой". Усиление упадет на 30% $\left(\frac{K_н}{K} = 0{,}7\right)$ в том случае, когда в формуле (5) величина $2\pi f C_с R_с$ станет равной единице. Действительно,

$\frac{K_н}{K} = \frac{1}{\sqrt{1+1}} = 0,7$. Следовательно, можно написать, что $2\pi f_н C_с R_с = 1$, откуда

$$f_н = \frac{1}{2\pi C_с R_с}. \qquad (6)$$

Обычно при расчете каскада задают $f_н$, а $R_с$ выбирают порядка 0,2 — 0,7 *Мом*; тогда по формуле (6) определяется величина $C_с$, при которой выполняется требование 30%-ного уменьшения усиления на частоте $f_н$.

Тангенс угла сдвига фаз между током, протекающим по цепи, составленной из последовательно соединенных $R_с$ и $C_с$, и напряжением на сопротивлении равен отношению реактивного сопротивления к активному:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{2\pi f C_с R_с}.$$

Так как ток, протекающий по соединению $C_с - R_с$, совпадает по фазе с сеточным (входным) напряжением, то последняя формула позволяет определить угол сдвига фаз между входным и выходным напряжениями в зависимости от частоты, т. е. фазовую характеристику. Из этой формулы видно, что чем выше частота, тем фазовый сдвиг меньше.

Рассмотрим теперь поведение схемы в области высоких частот.

В начале главы было сказано, что в любой ламповой схеме имеются емкости C_1 и $C_{вх}$ (они иногда называются распределенными или „паразитными" емкостями). Предположим, что частота входного напряжения велика. Тогда по соображениям, приведенным выше, конденсатор $C_с$ (рис. 14, *а*) можно замкнуть накоротко, а сопротивление $R_с$ вовсе устранить (оно значительно больше, чем R). В схеме останутся параллельно соединенные C_1, R и $C_{вх}$. Параллельно соединенные емкости заменим одним конденсатором C и получим схему, изображенную на рис. 14, *г*.

По мере увеличения частоты сопротивление конденсатора C уменьшается, и конденсатор все больше и больше шунтирует нагрузочное сопротивление R. Поскольку сопротивление параллельного соединения R и C по мере увеличения частоты уменьшается, то уменьшится и падение

напряжения на нем. Наличие емкости C приводит, таким образом, к уменьшению коэффициента усиления на высоких частотах. Для иллюстрации отметим, что для каскада на лампе 6Ж4, например, величина емкости C не бывает меньше 25 *пф*. На частоте 5 000 *гц* сопротивление такого конденсатора равно 1,3 *Мом*, и его шунтирующим действием на сопротивление, равное, например, 5 000 *ом*, можно пренебречь. На частоте 0,5 *Мгц* сопротивление конденсатора в 25 *пф* составит 13 000 *ом*, а на частоте 5 *Мгц* — всего 1 300 *ом*. Следовательно, на более высоких частотах сопротивление такого параллельного соединения будет определяться в основном конденсатором.

Уменьшение относительного усиления из-за шунтирующего действия распределенной емкости подсчитывается по формуле

$$\frac{K_в}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi fRC)^2}}. \tag{7}$$

Из этой формулы следует, что если, например, $R = 5\,000$ *ом*, то на частоте 5 *Мгц* при $C = 25$ *пф* усиление составит всего 25% от максимально возможного. Если уменьшить величину R, то относительное уменьшение усиления на высоких частотах не будет столь существенным — частотная характеристика выравнится. Действительно, если вместо 5 000 *ом* установить в той же схеме сопротивление R, равное 1 000 *ом*, то усиление уже составит 79% от максимального. Правда, само максимальное усиление SR уменьшится в 5 раз, но с этим приходится мириться, если желательно получить равномерную характеристику до очень высоких частот. Вот почему в широкополосных усилителях так малы нагрузочные сопротивления и, следовательно, коэффициенты усиления каскадов.

Частота, на которой усиление падает на 30%, называется **верхней граничной частотой** $f_в$. Из формулы (7) следует, что $K_в/K$ будет равно 0,7, когда $2\pi fRC$ станет равным единице, поэтому

$$f_в = \frac{1}{2\pi RC}. \tag{8}$$

При расчете обычно задается $f_в$, а C в основном определяется выбором лампы, поэтому по формуле (8) находится величина R — допустимого (наибольшего) нагрузочного со-

противления, обеспечивающего усиление в 70% от максимального, на частоте $f_в$.

Фазовую характеристику в области высоких частот определяют из выражения $\operatorname{tg}\varphi = -2\pi fRC$. Тангенс угла сдвига фаз между током и напряжением $u_{вых}$ для схемы рис. 14, *г* равен отношению активного сопротивления к реактивному (со знаком минус).

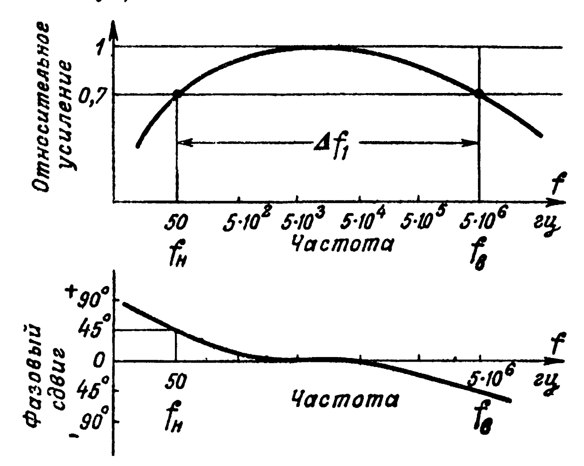


Рис. 15. Частотная и фазовая характеристики реостатного каскада при $RC = 3{,}1\cdot10^{-8}$ *сек* и $R_сC_с = 3{,}1\cdot10^{-8}$ *сек*.

Изложенное иллюстрируется примерными графиками на рис. 15. Для удобства масштаб горизонтальной оси сжат; он построен логарифмически.

Шириной полосы пропускания усилительного каскада Δf_1 называют разность между $f_в$ и $f_н$. Так, если $f_в = 5$ *Мгц*, $f_н = 50$ *гц*, то ширина полосы пропускания будет равна 4 999 950 *гц*. В усилителях, у которых $f_н$ мало по сравнению с $f_в$, за ширину полосы пропускания Δf_1 можно принять значение $f_в$. Так, для рассматриваемого примера $\Delta f_1 = 5$ *Мгц*.

УСИЛЕНИЕ СХЕМЫ

Перемножив соответственно правые и левые части формул (4) и (8), получим:

$$Kf_в = \frac{S}{2\pi C} \qquad (9)$$

— в левой части произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания, а в правой — постоянную величину, пропорциональную отношению крутизны характеристики лампы к величине распределенной емкости, т. е. для широкополосного усилительного каскада произведение коэффициента усиления на полосу пропускания есть величина постоянная, определяемая только свойствами лампы (предполагаем, что монтаж выполнен так, что монтажная емкость минимальна).

Из последней зависимости следует, например, что если $S=9$ *ма/в*, а $C=25$ *пф*, т. е. $S/2\pi C=60$ *Мгц*, то от каскада на такой лампе можно получить коэффициент усиления 10 при полосе в·6 *Мгц*; если же нужно обеспечить полосу в 10 *Мгц*, то коэффициент усиления не превысит 6.

Отношение $S/2\pi C$ характеризует «усилительную способность»[1] лампы при широкополосном усилении. Для рассматриваемых усилителей нужно использовать лампы с большой крутизной и малыми входной и выходной емкостями. Неаккуратный, разбросанный монтаж с длинными соединительными проводами приводит к сужению полосы пропускания. В табл. 2 производится сравнение нескольких типов распространенных ламп. Монтажная емкость для всех случаев полагается равной 10 *пф*, что соответствует действительности при хорошем монтаже. Если последующий каскад выполнен на другой лампе, то для определения усилительных свойств каскада необходимо просуммировать выходную емкость лампы данного каскада с емкостью монтажа и с входной емкостью лампы следующего каскада. Разделив крутизну характеристики данной лампы на суммарную емкость, получим интересующий нас результат.

Из табл. 2 следует, что для широкополосного усиления напряжения наиболее пригодны лампы 6Ж11П, 6Э5П и 6Ж9П. Однако в некоторых случаях по причинам, изложенным выше, приходится пользоваться лампами с большим раствором сеточной характеристики, например 6П3С.

Отношение S/C является критерием, определяющим способность схемы усиливать напряжение. В ряде случаев от усилительного каскада требуется получить наибольшее выходное напряжение при заданной полосе частот независимо от величины коэффициента усиления (оконечные каскады). В таких случаях лампы следует оценивать и сравнивать с помощью другого критерия (см. стр. 57).

[1] Иногда это отношение называется «широкополосностью» лампы

Таблица 2

Усилительные способности различных ламп

Тип лампы	$C_{вых}$, пф	$C_{вх}$, пф	$C = C_{вых} + C_{вх} + 10$, пф	S, ма/в	$\frac{S}{2\pi C}$, Мгц
6Ж1П	2,1	4,0	16,1	5,2	51,4
6Ж4	5,0	11,0	26,0	9,0	55,0
6Ж5П	2,2	8,5	20,7	9,0	69,0
6Ж5Б	4,7	6,5	21,2	7,0	52,5
6Ж9П	3,5	8,5	22,0	17,5	123,0
6Ж10П	3,9	8,9	22,8	9,5	66,0
6Ж11П	3,5	13,5	27,0	28,0	165,0
6Э5П	3,0	16,0	29,0	30,0	165,0
6П1П	5,0	8,0	23,0	4,9	34,0
6П3С	8,5	11,0	29,5	6,0	32,5
6П9	7,5	13,0	30,5	11,7	62,0
6П15П	7,0	13,5	30,5	14,7	76,5

ИСКАЖЕНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

Если подключить к конденсатору C, соединенному последовательно с сопротивлением R, в какой-то момент времени батарею U (рис. 16), то конденсатор начнет заряжаться. Мгновенные изменения напряжения на конденсаторе невозможны; конденсатор заряжается постепенно. Время заряда определяется его емкостью и величиной сопротивления R. В момент включения по цепи будет протекать максимально возможный ток, ограничиваемый только сопротивлением R; сопротивление конденсатора в момент включения равно нулю. (Считаем, что до момента подключения конденсатор был разряжен.) По мере заряда ток уменьшается; когда конденсатор полностью зарядится, ток прекратится (сопротивление конденсатора как бы стало бесконечно большим). Напряжение на обкладках конденсатора стало равным напряжению батареи.

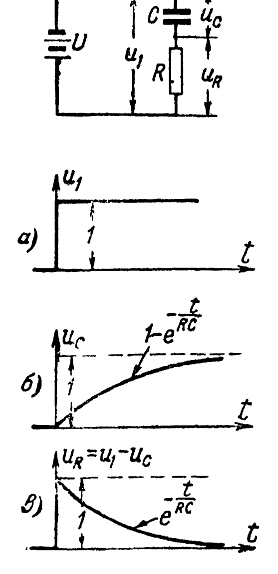


Рис. 16. Заряд конденсатора через сопротивление.

Во время заряда напряжение на конденсаторе изменяется по экспоненциальному закону:

$$u_C = U\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right),$$

где $e = 2{,}718 \ldots$ — основание натуральных логарифмов, а t — время, прошедшее с момента включения.

Зная U, R и C, можно для любого момента времени подсчитать напряжение на конденсаторе. Сначала напряжение будет расти быстро, а затем темп его роста постепенно замедляется — зарядный ток постепенно уменьшается Так, например, через RC [*сек*] напряжение достигает значения $0{,}63\,U$, через $2RC$ [*сек*] — $0{,}87\,U$, а через $3RC$[*сек*] — 95% напряжения батареи Чем больше «постоянная времени» RC, тем медленнее будет заряжаться конденсатор. Теоретически процесс заряда продолжается бесконечно долго, однако практически можно считать, что заряд закончится через 3—4 RC, когда напряжение достигнет 95—98% U.

Закон изменения напряжения на R:

$$u_R = u_1 - u_C = U - U\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) = Ue^{-\frac{t}{RC}}.$$

Графически это показано на рис. 16. Увеличение напряжения на конденсаторе в процессе его заряда приводит к тому, что напряжение на сопротивлении постепенно падает.

Обратимся теперь к эквивалентной схеме каскада для низких частот (рис. 14,*б*). Эта схема почти ничем не отличается от только что рассмотренной. Разница состоит в наличии нагрузочного сопротивления R, которое можно рассматривать как источник напряжения для делителя напряжения $R_с - C_с$. Подадим на сетку лампы перепад напряжения $u_{вх}$. Тогда в тот же момент времени начнет протекать ток $Su_{вх}$, создающий падение напряжения $SRu_{вх}$. Напряжение на конденсаторе будет увеличиваться. Напряжение на сопротивлении $u_{вых}$ определяется разностью между $SRu_{вх}$ и напряжением на конденсаторе, т. е. зависит от постоянной времени $C_сR_с$. Графически эта зависимость показана на рис. 17, она и является переходной характеристикой реостатного усилительного каскада (с учетом только цепи

$C_c R_c$). Поясним это числовым примером. Предположим, что на сетку лампы подается перепад напряжения, равный 1 *в*. Коэффициент усиления каскада $SR = 10$; $C_c = 0{,}01$ *мкф*, а

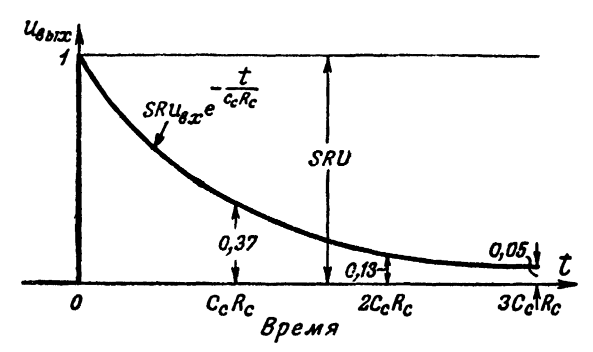


Рис. 17. Переходная характеристика реостатного каскада с учетом только $C_c R_c$.

$R_c = 0{,}3$ *Мом*. Тогда выходное напряжение в момент подачи перепада сразу же достигнет 10 *в*, а затем начнет постепенно спадать. Через время, равное $0{,}01 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}3 \cdot 10^{6} = 0{,}003$ *сек*, напряжение на выходе упадет на 63% и станет равным 3,7 *в*, через 0,006 *сек* — 1,3 *в*, а через 0,009 *сек* — всего 0,5 *в*.

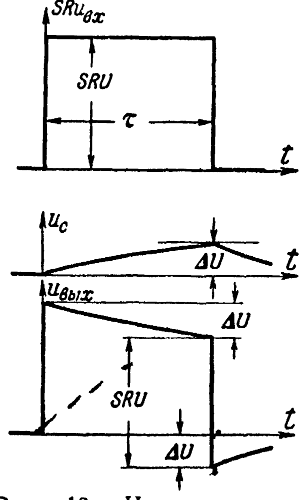


Рис. 18. Низкочастотные искажения прямоугольного импульса.

Таким образом, наличие цепочки $C_c R_c$ приводит к тому, что медленные изменения усиливаемого напряжения искаженно воспроизводятся усилителем. Если входное напряжение представляет собой импульс, то до того момента времени, пока импульс продолжает действовать, процесс протекает так, как это описано выше. Однако в тот момент времени, когда действие входного импульса прекращается, напряжение на сопротивлении R изменяется от $SRu_{вх}$ до нуля (рис. 18), напряжение на конденсаторе, повысившееся

за время действия импульса от нуля до некоторого значения ΔU, начнет уменьшаться, ибо цепь замкнута. Скорость уменьшения напряжения на конденсаторе будет зависеть от постоянной времени цепи разряда. В любой момент времени в схеме должно соблюдаться условие, согласно которому сумма напряжений на конденсаторе и на R_c равна напряжению на R. Но напряжение на R стало равным нулю, а напряжение на конденсаторе в момент прекращения действия импульса сразу измениться не может; следовательно, в этот момент напряжение на сопротивлении $u_{вых}$ изменит знак и по величине будет равно ΔU. По мере разряда конденсатора напряжение на нем будет стремиться к нулю, поэтому отрицательное выходное напряжение также будет уменьшаться. В любой момент времени сумма $u_{вых}$ и u_c равна нулю. Физически изменение знака выходного напряжения означает, что в момент прекращения действия импульса зарядный ток прекращается, конденсатор замкнут сопротивлениями R и R_c и потому начнет разряжаться. Направление тока разряда противоположно зарядному, т. е. напряжение на R_c изменит знак на противоположный.

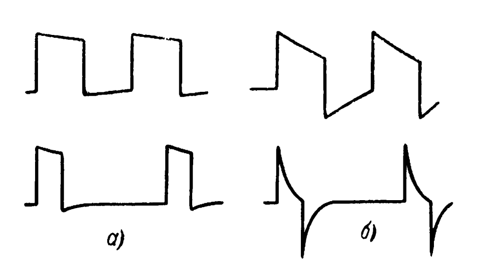


Рис. 19. Влияние величины $R_c C_c$ на искажения сигналов.
а — $R_c C_c$ велико; *б* — $R_c C_c$ мало (по сравнению с длительностью импульса).

Какие же практические выводы можно сделать из приведенных рассуждений? Помимо искаженного воспроизведения „плоской“ вершины импульса по прекращению действия сигнала, выходное напряжение не прекращается, а меняет знак, и происходит последующий процесс довольно медленного спадания напряжения. Форма импульсов будет искажена тем меньше, чем больше постоянная времени $C_c R_c$ по сравнению с длительностью импульса, так как при большой постоянной времени напряжение на вершине не успеет сколько-нибудь существенно измениться за то время, пока действует импульс. В этом случае отрицательный выброс по прекращении импульса будет также малым, как это показано на рис. 19. При большой постоянной времени

C_cR_c выходное напряжение будет почти в точности следовать за входным.

При расчете усилителя часто задают не нижнюю граничную частоту, а допустимое уменьшение напряжения ΔU для самого длительного из усиливаемых импульсов. Так как величина спада напряжения зависит от C_cR_c, то можно составить зависимость между ΔU и C_cR_c. Для относительных величин спада $p_1 = \frac{\Delta U}{SRU}$, не превышающих 15—20%, эта зависимость весьма проста:

$$p_1 = \frac{\tau}{C_cR_c}, \qquad (10)$$

где τ — длительность наиболее длительного из возможных усиливаемых импульсов U. Поскольку и $f_н$ и p_1 зависят от постоянной времени цепи, то можно установить между ними связь в следующем виде:

$$f_н = \frac{p_1}{2\pi\tau}. \qquad (11)$$

Эта формула очень удобна тем, что позволяет по известным $f_н$ и длительности импульса определить искажения последнего. Например, если $f_н = 50$ *гц*, а длительность импульса 0,0005 *сек*, то к концу импульса напряжение упадет на 16%.

Для определения величины C_c можно пользоваться либо формулой (6), если расчет ведется по заданной $f_н$, либо формулой (10), если задаются величина допустимого спада напряжения и длительность импульсов. Очень часто для обеспечения неискаженного усиления получаются столь большие значения C_cR_c, что их не представляется возможным выполнить, так как при этом заряд за счет сеточных токов не будет успевать стекать. В этих случаях применяют специальные меры, которые описываются в гл. 3.

Обратимся теперь к эквивалентной схеме на рис. 14,*г* и рассмотрим, как проявляются высокочастотные искажения В момент времени $t=0$ на сетку лампы подан перепад напряжения. В этот момент возникший в анодной цепи ток не создаст никакого падения напряжения в нагрузке, ибо в первое мгновение сопротивление конденсатора C, шунтирующего R, равно нулю. Весь ток будет протекать

по ветви, в которой находится конденсатор, заряжая последний. По мере заряда распределение токов в ветвях меняется. Все бо́льшая часть тока начинает протекать по сопротивлению, и падение напряжения на нем увеличивается. По истечении промежутка времени, равного 3—4 RC, заряд конденсатора практически закончится: весь ток $Su_{вх}$ будет протекать по R и создаст выходное напряжение $SRu_{вх}$.

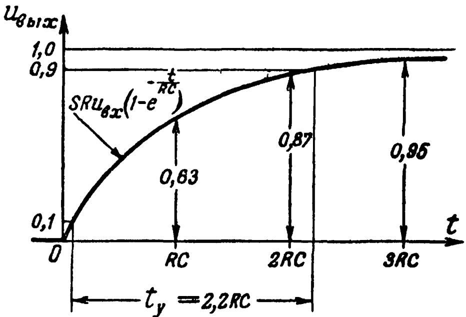


Рис. 20. Переходная характеристика с учетом только шунтирующей емкости.

Скорость установления напряжения на конденсаторе зависит от постоянной времени RC (рис. 20) Таким образом, вместо крутого фронта во входном сигнале выходной сигнал не сразу достигает максимального значения Время, за которое напряжение изменится от 0,1 до 0,9 своего установившегося значения, называется «временем установления» $t_у$. Время установления для одного каскада подсчитывается по формуле

$$t_у = 2,2RC. \qquad (12)$$

Чем меньше постоянная времени RC, тем быстрее установится напряжение.

Часто при расчете усилителя задается не $f_в$, а время установления; величина C, если лампа выбрана, также известна, поэтому по формуле (12) можно определить величину допустимого нагрузочного сопротивления, которое обеспечит заданное время установления. Например, для некоторых телевизионных усилителей время установления задается таким, чтобы за это время электронный луч успел продвинуться по экрану трубки на расстояние, не превышающее диаметр луча Подсчет показывает, что это время примерно равно 0,08 *мксек.* Если считать, что $C = 25$ *пф*, то получим по формуле (12) допустимое значение для R, равное 1 450 *ом*.

Связь между временем установления и верхней границ-

ной частотой весьма просто находится из формул (8) и (12) в виде

$$t_у = \frac{0,35}{f_в}. \qquad (13)$$

При подаче на вход импульса последний исказится не только в начале, но и в конце своего действия. Выходное напряжение не сразу спадет до нуля — конденсатор C будет некоторое время разряжаться через сопротивление R. Искажения для этого случая видны из рассмотрения рис. 21.

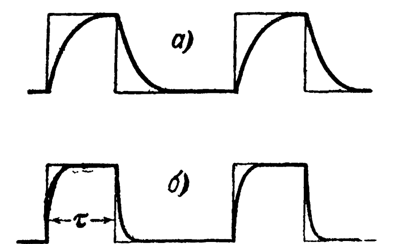


Рис. 21. Высокочастотные искажения импульсных сигналов в реостатном каскаде.

а — RC велико, *б* — RC мало (по сравнению с τ).

Остается сопоставить результаты рассуждений для двух эквивалентных схем: ведь в реальном усилителе одновременно протекают заряды и разряды емкостей C и $C_с$. Если бы постоянные времени RC и $R_сC_с$ были одного порядка, то один процесс влиял бы на другой. Однако обратимся к цифрам. Выберем величины деталей так, чтобы заведомо предусмотреть случаи, имеющие место в практике. Сопротивление R выберем равным 10 000 *ом*, $C = 50$ *пф* (большие значения трудно предположить для широкополосных усилителей), $C_с = 0,005$ *мкф*, а $R_с = 0,2$ *Мом* (меньшие значения редко встречаются). Тогда получим $RC = 5 \cdot 10^{-7}$ *сек*, а $C_сR_с = 0,001$ *сек*. Напряжение в начале перепада через $4RC = 2$ *мксек* достигнет 98% своего предельного значения. Если учесть влияние $R_сC_с$, то за время, равное 2 *мксек*, напряжение на вершине успеет упасть от максимального значения на 0,2%. При меньших RC или больших $R_сC_с$ результаты еще меньше сопоставимы. Значит, даже если мы и попытались бы внести исправления в графики на рис. 17 или 20, то на чертеже все равно ничего не заметили бы. Масштабы горизонтальных осей на этих графиках существенно различны. На рис. 17 трудно заметить для реальных схем искажения переднего фронта сигнала. Однако, для того чтобы читатель имел представление об искажениях в случае, когда постоянные времени

RC и $R_c C_c$ одного порядка, приведен рисунок (рис. 22), на котором одновременно учтены как низкочастотные, так и высокочастотные искажения импульса.

Высокочастотные и низкочастотные искажения ухудшают качество воспроизводимых сигналов. В телевидении, например, высокочастотные искажения приводят к тому, что появляется размытость, нечеткость черно-белых границ в горизонтальном направлении. Низкочастотные искажения приводят к тому, что в вертикальном направлении меняется яркость однотонных изображений. Поэтому весьма важным является уменьшение как одних, так и других искажений.

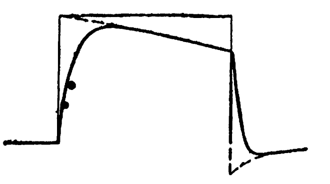


Рис. 22. Искажения импульса, когда величины RC и $R_c C_c$ одного порядка.

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Обеспечить необходимое усиление одним каскадом удается только в редких случаях. Чаще всего входные сигналы очень малы (милливольты или даже микровольты), а выходные — должны составлять десятки вольт. Так как коэффициент усиления каждого каскада в широкополосных усилителях мал, то для создания общего большого усиления приходится составлять усилители из цепочки каскадов, в которой каждый каскад является лишь одним звеном, одной ступенью усиления. Например, усилители для физических исследований содержат до 10—15 каскадов, а в телевизионной аппаратуре число усилительных каскадов измеряется несколькими десятками.

Особенность многокаскадного усилителя состоит в том, что полоса воспроизводимых частот уменьшается при увеличении числа каскадов, т. е. время установления растет, и спад напряжения на вершине увеличивается. Сужение полосы частот иллюстрируется следующим числовым примером. Допустим, что коэффициент усиления одного каскада в области средних частот, где влиянием C и C_c можно пренебречь, равен 10. Тогда на верхней и нижних граничных частотах коэффициент усиления равен семи. Подключим к выходу первого каскада еще один такой же каскад. Усиление всего усилителя для любой из частот равно произведению коэффициентов усиления отдельных каска-

дов на соответствующих частотах Следовательно, на средних частотах коэффициент усиления двух каскадов будет равен 100, а на граничных частотах 49, т. е. 49% от максимального. Значит, эти частоты уже не будут граничными; ведь на граничных частотах по определению усиление должно составлять 70% от максимального усиления на средних частотах. Очевидно, что 70-ное усиление двухкаскадного усилителя будет на частотах, ближе примыкающих

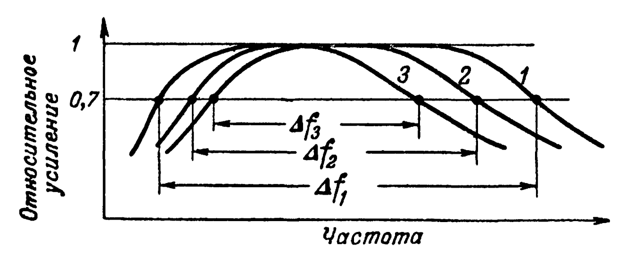


Рис. 23. Сужение полосы частот с ростом числа каскадов.

1 — один каскад, *2* — два каскада; *3* — три каскада.

к средним [рис. 23; масштаб вертикальной оси — относительный; для того чтобы перейти к абсолютным значениям, нужно ординаты кривой одного каскада помножить на SR, двух — на $(SR)^2$, трех — на $(SR)^3$ и т. д.].

Совершенно аналогичные рассуждения можно привести относительно трех, четырех и т. д. каскадов. Как видно из графика на рис. 23, полоса частот при увеличении числа каскадов сужается. Для того чтобы воспроизвести заданную полосу частот многокаскадным усилителем, нужно, чтобы полоса каждого отдельного каскада была значительно шире. Обозначим полосу пропускания всего усилителя $\Delta f_п$. Тогда сужение полосы в многокаскадном усилителе можно подсчитать по формуле

$$\Delta f_1 = m\Delta f_п, \tag{14}$$

в которой m — коэффициент, показывающий, во сколько раз полоса каждого каскада должна быть шире общей полосы пропускания всего усилителя. Этот коэффициент зависит от числа каскадов. В табл 3 даны значения коэффициента m для усилителей с числом каскадов от 1 до 10

Как следует из этой таблицы, для того чтобы шестикаскадный усилитель пропускал полосу частот, например,

Таблица 3

Значения коэффициента расширения полосы

Число каскадов	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
m	1	1,56	1,98	2,35	2,68	2,94	3,18	3,39	3,60	3,79

в 2,3 *Мгц*, полоса каждого каскада должна быть равна 2,3×2,94=6,75 *Мгц*.

Что касается формы переходной характеристики, то в многокаскадном усилителе с ростом числа каскадов время установления и величина спада напряжения на вершине увеличиваются. На рис. 24 на одном графике совмещены переходные характеристики с учетом шунтирующих емкостей (проявление высокочастотных искажений) для различного числа каскадов. Для удобства сравнения кривых масштаб вертикальной оси относительный; для перехода к абсолютным значениям напряжений нужно ординату кривой для одного каскада помножить на SR, двух — на $(SR)^2$ и т. д.

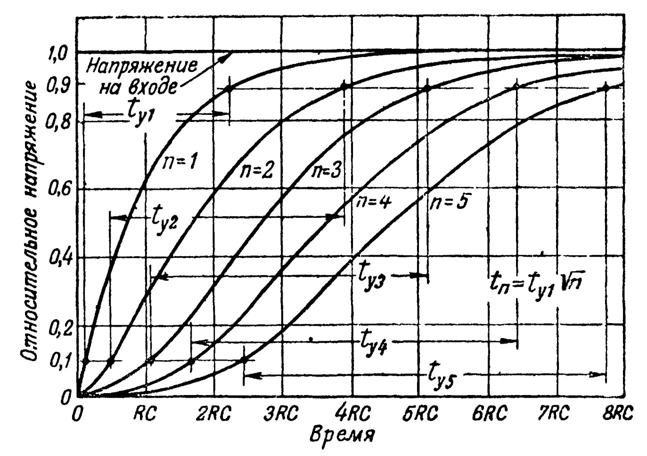


Рис. 24. Переходные характеристики усилителей с различным числом каскадов.

Кривая установления напряжения для одного каскада ($n=1$) нам уже знакома На входе 2-го каскада действует не прямоугольный перепад, а напряжение, изменяющееся по закону, выраженному этой кривой. По такому же за-

кону изменяется анодный ток второй лампы. Напряжение на емкости C 2-го каскада не может установиться так же быстро, как ток, протекающий по цепи Кривая, изображающая напряжение на нагрузке 2-го каскада ($n=2$), нарастает медленнее, чем кривая для $n=1$, которая в свою очередь также нарастала медленнее, чем перепад напряжения на сетке первой лампы. То же самое можно сказать о 3-м, 4-м и т. д. каскадах. Так как кривые с увеличением числа каскадов больше наклонены, то время установления увеличивается. Возрастание времени установления подсчитывается по формуле

$$t_{уn}=t_{у1}\sqrt{n}, \qquad (15)$$

где n — число каскадов, а $t_{уn}$ — время установления n-каскадного усилителя (каскады предполагаются одинаковыми).

Что касается низкочастотных искажений сигналов, проявляющихся в том, что выходное напряжение по достижении наибольшего значения не остается неизменным, а медленно спадает в соответствии с постоянной времени C_cR_c, то в многокаскадном усилителе эти искажения усугубляются. Напряжение на выходе 1-го каскада, как мы уже знаем, за счет увеличения напряжения на конденсаторе в процессе его заряда плавно спадает, хотя входное напряжение в это время постоянно (см. кривые на рис. 25) На

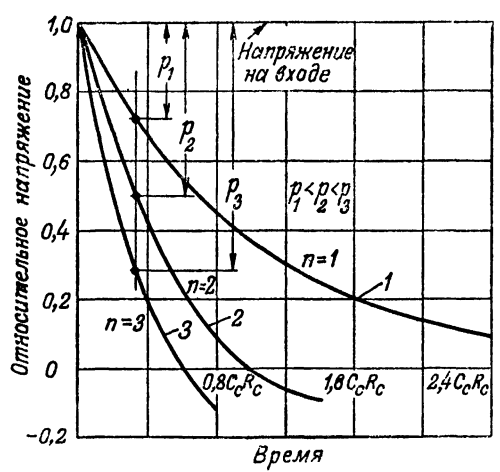


Рис. 25. Спад напряжения на вершине увеличивается с ростом числа каскадов n.

вход 2-го каскада подается напряжение, изменяющееся по закону, изображаемому кривой для $n=1$ Конденсатор C_c 2-го каскада также начинает заряжаться, и не все напряжение, прикладываемое к делителю C_cR_c 2-го каскада, изображаемое кривой для $n=1$, оказывается на сопротивлении R_{c1}. Поэтому кривая для $n=2$, изображающая выходное напряжение 2-го каскада, пойдет ниже, чем кривая входного напряжения этого каскада. Таким образом, величина спада напряжения с ростом числа каскадов увеличивается. Конечно, при этом увеличивается и величина отрицательного выброса по прекращении действия импульса.

Если считать, что спадение напряжения для всего усилителя не превосходит 30 — 40%, от максимального напряжения, то относительная величина спада напряжения p_n пропорциональна числу каскадов n:

$$p_n = \frac{\tau n}{C_c R_c} \qquad (16)$$

(предполагается, что все каскады одинаковы)

Какие же практические меры нужно применять в многокаскадных усилителях, для того чтобы искажения формы сигналов не превышали заданных? Расширение полосы частот или, точнее, увеличение верхней граничной частоты производится за счет уменьшения величины нагрузочного сопротивления Когда мы рассчитали раньше один каскад с полосой в 2,3 *Мгц*, то получили допустимое нагрузочное сопротивление в 1 450 *ом*. В шестикаскадном усилителе с такой же общей полосой в 2,3 *Мгц* полоса каждого каскада равнялась 6,75 *Мгц*. Следовательно, для обеспечения такой полосы необходимо уменьшить нагрузочное сопротивление в 2,94 раза и взять его равным 495 *ом*, что даст при $S=9$ *ма/в* коэффициент усиления каждого каскада 4,5 вместо 13 в однокаскадном усилителе Таким образом, и без того малые коэффициенты усиления каскадов нужно еще больше уменьшать

Для того чтобы не было значительных спадов напряжения на вершине, C_cR_c приходится значительно увеличивать, что, как было указано выше, нежелательно.

Указанные недостатки простых схем в известной мере устраняются при использовании специальных компенсирующих элементов, к описанию которых мы теперь приступим.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

КОМПЕНСИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ПРОСТАЯ СХЕМА КОМПЕНСАЦИИ

Свойства реостатного усилителя в области высоких частот могут быть улучшены путем включения последовательно с нагрузочным сопротивлением небольшой индуктивности, как это показано на схеме рис. 26,*а*. При правильно выбранных элементах R и L верхняя граничная частота в этой схеме перемещается в область более высоких частот сравнительно с той, которая свойственна такому же усилителю, но без индуктивности. Полоса частот, воспро-

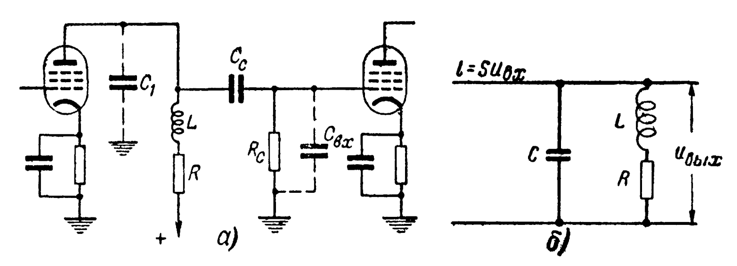


Рис. 26. Принципиальная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы каскада с высокочастотной компенсацией.

изводимых усилителем, становится шире; время установления уменьшается.

Физическую сущность компенсации (коррекции) легко выяснить, если рассмотреть эквивалентную схему каскада, изображенную на рис. 26,*б*. На низких и средних частотах сопротивление шунтирующего конденсатора велико; сопротивление катушки L в последовательной цепи мало; поэтому ими можно пренебречь и считать, что нагрузкой является только сопротивление R. При дальнейшем увеличении частоты сопротивление конденсатора уменьшается, и частотная характеристика при отсутствии индуктивности, должна была бы спадать. Включением соответствующим образом подобранной индуктивности добиваются того, что в той области частот, где начинается спадание усиления, проявляются резонансные свойства параллельного колебательного контура, образованного L, C и R. Эта схема компенсации называется параллельной потому, что компенсирующий контур является параллельным.

Так как сопротивление параллельного колебательного контура вблизи резонансной частоты наибольшее, а усиление прямо пропорционально нагрузочному сопротивлению, которым является контур, то в области частот, близких к резонансной, усиление каскада возрастает Параметры контура подобраны так, чтобы частотная характеристика на высоких частотах была плавной, без провалов и подъемов. На частотах, превышающих резонансную, усиление начинает спадать, так как сопротивление контура снова уменьшается; оно уже определяется в основном емкостью C

Как же выбрать параметры контура? Резонансная частота выбирается близкой к верхней граничной частоте; если ее понизить, увеличение нагрузочного сопротивления произойдет на той частоте, где при отсутствии контура усиление равномерно и создание подъема характеристики поэтому не нужно Если же собственная частота контура выбрана выше верхней граничной частоты, то между областью равномерного усиления и резонансной частотой будет провал частотной характеристики, появятся и фазовые искажения; любое непостоянство усиления в заданном диапазоне приведет к дополнительным искажениям формы кривои усиливаемых колебаний; поэтому появление провалов или пиков частотной характеристики нежелательно.

Добротность контура определяется соотношением.

$$Q=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Если уменьшить R, то добротность контура и его резонансное сопротивление возрастут — на частотах, близких к резонансной, усиление будет большим, но зато на низких (средних) частотах из-за малости сопротивления R усиление будет малым — частотная характеристика получится неравномерной Наоборот, при большом R резонансное сопротивление контура будет небольшим и корректирующее действие незначительным

Зависимость формы частотной характеристики и расширения полосы частот от добротности контура иллюстрируются на рис 27, где изображены частотные характеристики в области высоких частот для различных практически применяемых значений добротности. Здесь по оси абсцисс отложены частоты в долях от верхней граничной частоты некомпенсированного усилителя; так, например, если верхняя граничная частота реостатного усилительного каскада равна 3,5 *Мгц*, то значению абсциссы, равному

0,7, соответствует частота 5,25 *Мгц*. По оси ординат отложено относительное усиление в долях от усиления на средних частотах SR. Кривая, соответствующая значению $Q=0$, нам уже знакома — это частотная характеристика реостатного усилительного каскада без коррекции. Для этой характеристики абсциссе 1,0 соответствует ордината

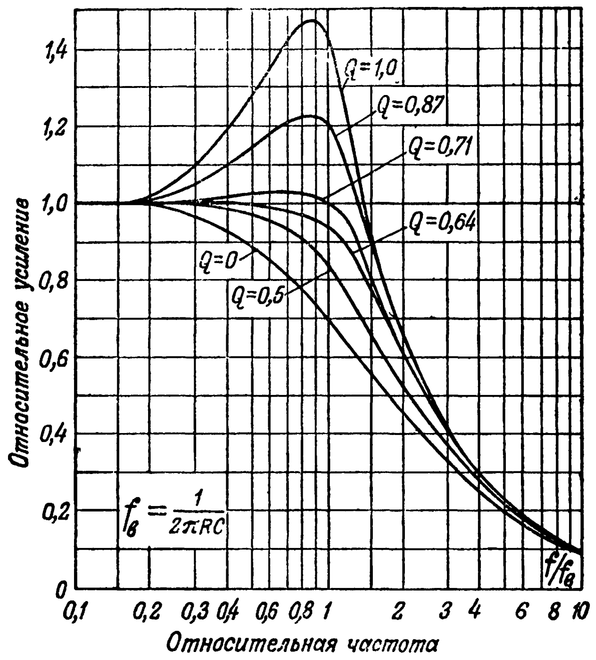


Рис. 27. Частотные характеристики в области высоких частот для усилительных каскадов с компенсацией при различных значениях добротности контура.

0,7, что следует из определения верхней граничной частоты, где усиление падает на 30%.

Установим в схему катушку такой величины, чтобы добротность контура стала равной, например, 0,5. Частотная характеристика в этом случае, как видно из графика, пройдет несколько выше, чем характеристика некомпенсированного каскада, а та частота, на которой усиление падает на 30%, отодвинется в сторону более высоких частот. Характеристика показывает, что при установке в схему

катушки, индуктивность которой $L=(0,5)^2R^2C$ [*гн*], верхняя граничная частота стала равной 1,4 $f_в$.

Если выбрать индуктивность катушки несколько большей, полоса еще больше расширится. Число k_1, показывающее, во сколько раз расширится полоса в зависимости от величины добротности контура, можно определить по табл. 4.

Таблица 4

Добротность контура	0	0,5	0,64	0,71	0,87	1,0
k_1	1	1,41	1,72	1,80	1,84	1,81

Из табл. 4 следует, что при увеличении индуктивности (добротности) полоса сначала значительно расширяется, а затем при дальнейшем увеличении Q расширения уже не происходит. Это объясняется тем, что склоны резонансной кривой при увеличении добротности контура становятся более крутыми, и после резонанса происходит довольно быстрое спадание кривой Следовательно, для компенсации широкополосного усилителя нужно применять контуры с малой добротностью, обычно меньше единицы. Какому же значению Q отдать предпочтение? Рассмотрение частотных характеристик показывает, что при Q, бóльших 0,64, частотная характеристика перед плавным спадом приобретает подъем, т. е. на некотором участке усиление возрастает по сравнению с усилением на средних частотах. Если ставится требование обеспечения наиболее равномерной частотной характеристики, то целесообразно выбирать значение Q, равное 0,64

Практические преимущества схемы иллюстрируются следующим числовым примером. Допустим, что мы выбрали форму частотной характеристики, еще не дающую подъема, т. е. $Q=0,64$. Зададимся емкостью $C=25$ *пф* и верхней граничной частотой каскада, равной 2,3 *Мгц*. Для такой частоты и емкости находим по формуле (8) величину допустимого нагрузочного сопротивления, равную 1 450 *ом*. Из табл. 4 определяем, что если обеспечить добротность 0,64, то полоса расширится в 1,72 раза по сравнению с той, которая была в схеме без индуктивности. Но нужно обеспечить полосу всего 2,3 *Мгц*, а потому можно

взять сопротивление в 1,72 раза большее, т. е. $1\,450 \times 1{,}72 = 2\,500$ *ом*, и получить усиление каскада при $S = 9$ *ма/в*, равное 22,4 вместо 13 в схеме без катушки. Индуктивность катушки находим, пользуясь приведенной выше формулой для добротности контура

$$L = Q^2 R^2 C, \tag{17}$$

т. е.

$$L = 0{,}64^2 \cdot 2\,500^2 \cdot 25 \cdot 10^{-12}\ \text{гн} = 64\ \text{мкгн}.$$

Подобную индуктивность можно создать однослойной цилиндрической катушкой малого диаметра.

Таким образом, за счет установки катушки с небольшой индуктивностью, образующей с распределенной емкостью схемы параллельный колебательный контур, можно получить значительный выигрыш в усилении.

ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СХЕМЫ

В обычном колебательном контуре с высокой добротностью при подключении к нему источника питания в нем возникают свободные затухающие колебания. Отличие рассматриваемой схемы от обычного контура заключается в величине сопротивления R. В данном случае оно столь велико, что режим в контуре близок к апериодическому, когда колебательный процесс не может возникнуть.

В момент подключения к сетке перепада напряжения в анодной цепи происходит изменение тока. Сопротивление контура в момент включения равно нулю, так как конденсатор представляет собой короткое замыкание. Изменившийся ток начинает заряжать конденсатор. В начале процесса наибольшая часть тока будет протекать через конденсатор, ибо ток в индуктивности не может измениться мгновенно: в момент включения сопротивление индуктивности бесконечно велико. Сопротивление ветви, содержащей индуктивность, больше, чем R, и конденсатор заряжается быстрее, потому что бóльшая часть тока ответвляется в ту ветвь, где он установлен. Однако с течением времени сопротивление ветви с индуктивностью уменьшается до R. При наличии индуктивности сразу же после включения бóльшая часть анодного тока заряжает конденсатор, напряжение на нем возрастает, а ток заряда падает. Но в то же время сопротивление индуктивности падает.

Чем выше добротность контура, тем больше колебательный ток и тем значительнее доля падения напряже-

ния, приходящаяся на колебательный ток. Наоборот, чем ниже добротность контура, тем быстрее затухают свободные колебания и тем постояннее будет напряжение относительно величины SRU.

Процесс установления напряжения на контуре иллюстрируется переходными характеристиками для контуров с различными добротностями, изображенными на рис. 28. Кривая, соответствующая $Q=0$, нам уже знакома; она изображает процесс установления в схеме, где параллельно

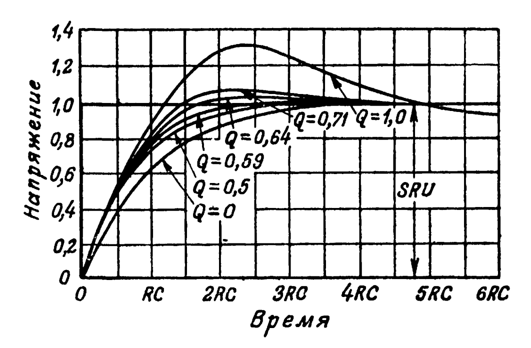


Рис. 28. Переходные характеристики каскада с компенсацией при различных значениях добротности.

соединены R и C при отсутствии индуктивности. Установление напряжения в этом случае определяется лишь скоростью, с которой заряжается конденсатор, шунтированный активным сопротивлением. При увеличении добротности время установления уменьшается примерно во столько же раз, во сколько расширяется полоса частот. Кривой $Q=0,5$ соответствует критический режим — режим перехода контура от апериодического к колебательному. При дальнейшем увеличении Q, хотя время установления и сокращается, на вершине кривой появляется быстро затухающий колебательный процесс и связанный с этим положительный выброс напряжения. Если Q не превышает 0,8, то колебательный процесс затухает быстро и ограничивается только первым положительным выбросом. Однако если Q увеличивается, то не только увеличивается первый положительный выброс, а появляется следующий за ним провал.

Указанные колебания напряжения на вершине крайне нежелательны — они дополнительно искажают форму кривой усиливаемых сигналов. При телевизионной передаче

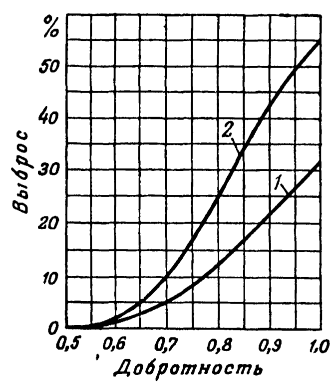


Рис. 29. Зависимость выброса переходной характеристики от добротности контура.

1 — один каскад; *2* — два каскада.

наличие выбросов проявляется в том, что резкие вертикальные переходы от белого к черному сопровождаются дополнительными полосами, следующими за резкой границей. Такие искажения ухудшают качество изображения: они называются «окантовкой» или «пластикой».

При расчете усилителей необходимо задаваться величиной допустимого выброса. Зависимость величины относительного выброса H для одно- и двухкаскадного усилителей в зависимости от величины добротности контура показана графически на рис. 29. Из этой зависимости следует, что величина добротности контура должна быть ограничена; например, если выброс однокаскадного усилителя не должен превышать 2,5%, то максимально допустимая величина добротности 0,64.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАГРУЗОЧНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

В многокаскадных усилителях, компенсированных индуктивностями, подобно тому, как это имеет место в некомпенсированных усилителях, с ростом числа каскадов полоса частот сужается, а время установления растет. Поэтому нагрузочное сопротивление и в этом случае приходится выбирать несколько меньшим, чтобы скомпенсировать сужение полосы. Время установления (от 10 до 90% установившегося значения) растет также прямо пропорционально корню квадратному из числа каскадов.

Кроме указанных, известных нам из предшествующего явлений, в многокаскадных усилителях с компенсацией, когда добротность контура превышает критическую величину, т. е. когда имеется колебательный процесс, величина выброса с ростом числа каскадов увеличивается. На рис. 29 для сравнения с величиной выброса в однокаскадном усилителе приведена кривая зависимости выброса от добротности для усилителя, состоящего из двух одинаковых каскадов. Из этой кривой следует, что по сравнению с однокаскадным усилителем величина выброса увеличивается в двухкаскадном примерно в 2 раза. При дальней-

шем росте числа каскадов увеличение выброса не происходит столь быстро.

На рис. 30 приведены переходные характеристики для различного числа каскадов при добротности контуров, равной 0,71. Если для одного каскада выброс равен 6%, то для двух 11%, для четырех 20%, восьми 28% и 16—43%[1]. Если число каскадов больше четырех, то можно приближенно считать, что величина выброса увеличивается пропорционально квадратному корню из числа каскадов

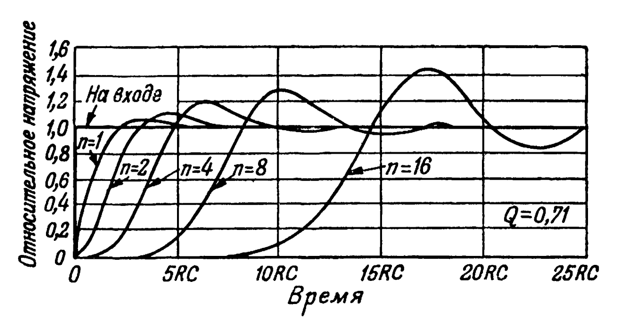


Рис. 30. С ростом числа каскадов время установления растет и увеличивается выброс.

(для выбросов от 5 до 10%). Однако если добротность мала, так что выброс не превышает 1—2%, то при увеличении числа каскадов величина выброса растет крайне медленно. При добротности, равной 0,59, величина выброса составляет приблизительно 1% и при дальнейшем увеличении числа каскадов почти не меняется. Поэтому в многокаскадных усилителях, когда увеличение выброса нежелательно, а число каскадов велико, как, например, в телевизионных усилителях, добротность не следует выбирать больше 0,59. Последнее требование несколько ограничивает возможности увеличения усиления при применении компенсации.

Что касается полосы пропускания всего усилителя, то она определяется двумя факторами:

1) добротностью контуров: при любом выбранном числе каскадов с ростом добротности полоса усилителя расширяется;

2) числом каскадов: при любой выбранной добротности с ростом числа каскадов общая полоса пропускания всего усилителя уменьшается.

Используя обозначения. Δf_n — общая полоса пропускания усилителя, Δf_1 — полоса одиночного каскада без компенсации и k_n — коэффициент, зависящий от числа каскадов и добротности, можно связать общую полосу с полосой отдельных каскадов:

$$\Delta f_n = k_n \Delta f_1 \tag{18}$$

Коэффициент k_n показывает, во сколько раз расширится или сузится общая полоса пропускания по сравнению с полосой одного каскада без компенсации при установке компенсирующих катушек и увеличении числа каскадов. Подставим вместо Δf_1 в формулу (18) $\frac{1}{2\pi RC}$; $(\Delta f_1 \approx f_в)$

$$\Delta f_n = \frac{k_n}{2\pi RC}.$$

Переписав последнее выражение относительно R, получим расчетное соотношение, связывающее величину допустимого нагрузочного сопротивления с общей полосой всего усилителя:

$$R = \frac{k_n}{2\pi C \Delta f_n}. \tag{19}$$

Значения коэффициента k_n в зависимости от n и Q (каскады одинаковы) приведены в табл. 5. Зная Δf_n, выбрав n лампы и задавшись величиной Q (из соображений допустимого выброса), используя табл. 5 и формулу (19), можно быстро определить величину допустимого нагрузочного сопротивления.

Таблица 5

Значения коэффициента k_n для расчета нагрузочных сопротивлений многокаскадных усилителей

Q	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	1	0,64	0,51	0,43	0,37	0,34	0,32	0,30	0,28	0,27
0,5	1,41	0,92	0,75	0,65	0,58	0,52	0,47	0,44	0,42	0,40
0,59	1,62	1,17	0,98	0,87	0,79	0,72	0,67	0,64	0,61	0,58
0,64	1,72	1,36	1,20	1,13	1,03	0,99	0,94	0,92	0,89	0,87
0,71	1,80	1,47	1,35	1,28	1,24	1,20	1,18	1,16	1,15	1,14

Из табл. 5, например, следует, что если установить компенсирующие катушки так, чтобы $Q = 0{,}64$, то шестикаскадный усилитель будет обладать почти такой же

(k_h =0,99) полосой пропускания, как одиночный каскад без коррекции, т. е. катушки скомпенсировали суживающее действие шести каскадов.

В каких же случаях целесообразно применять компенсирующие индуктивности? Хотя включение катушек существенно улучшает свойства усилителя, приводит к уменьшению числа ламп и экономии потребляемой энергии, а следовательно, уменьшает вес и габариты усилителя, все же в некоторых случаях можно обойтись простой реостатной схемой. Включение катушек несколько усложняет конструкцию. В тех случаях, когда общее усиление и требуемая полоса частот малы, так что коэффициенты усиления отдельных каскадов получаются не меньше пяти-шести, можно обойтись простой схемой. В случае широких полос и большого усиления приходится применять компенсацию.

ЧИСЛО КАСКАДОВ

При расчете обычно задают требуемое усиление, общую полосу пропускания и величину выходного напряжения. Общее усиление зависит от n, типов ламп, Δf_n и коэффициента k_n, величина которого в свою очередь также зависит от n. Поэтому прежде чем окончательно установить n, нужно проделать несколько вычислений.

Воспользовавшись формулой (19), можно получить расчетное соотношение для определения числа каскадов. Помножив правую и левую части этого равенства на S — крутизну характеристики лампы, в левой части получим коэффициент усиления одного каскада. Возведем теперь обе части полученного равенства в степень n. Тогда в левой части получим коэффициент усиления n-каскадного усилителя $K_{общ}$, а в правую часть входят известные (кроме k_n) величины:

$$K_{общ}=\left(\frac{Sk_n}{2\pi C\Delta f_n}\right)^n. \qquad (20)$$

Ориентировочно задаваясь числом каскадов и выбирая для каждого вычисления из табл. 5 соответствующее k_n, производим подсчеты до тех пор, пока не получим незначительное превышение $K_{общ}$, вычисленного по этой формуле, над заданным общим усилением. Убедиться в правильности выбранного числа каскадов можно, проделав еще одно

вычисление, взяв число каскадов меньше на один. Если n выбрано правильно, то вычисление для $n-1$ даст меньшее общее усиление, чем то, которое требуется.

Пример. Требуется получить усиление в 100 000. Полоса частот 4 *Мгц*. Желательно использование ламп 6Ж5Б ($S/2\pi C = 52,5$ *Мгц*). Выброс на вершине переходной характеристики не должен быть больше 2%.

Определим сначала n для схемы без компенсации ($Q = 0$); значения k_n в этом случае определяются по табл. 5 (первая строка). Предположим, что усилитель состоит из шести каскадов ($k_6 = 0,34$). Тогда

$$\left(\frac{Sk_6}{2\pi C\Delta f_n}\right)^6 = \left(\frac{52,5\cdot 0,34}{4}\right)^6 \approx 8\,000.$$

Шести каскадов оказалось мало, поэтому возьмем восемь каскадов ($k_8 = 0,3$). В этом случае

$$\left(\frac{52,5\cdot 0,3}{4}\right)^8 \approx 57\,500.$$

Восьми каскадов также мало, но нетрудно убедиться, что девять каскадов ($k_9 = 0,28$) дадут усиление, примерно равное 120 000. Таким образом, некомпенсированный усилитель на лампах 6Ж5Б с полосой 4 *Мгц* и усилением, равным 100 000, должен состоять из девяти каскадов.

Определим теперь, сколько потребуется каскадов, если установить компенсирующие катушки. По соображениям обеспечения заданного выброса выбираем $Q = 0,59$, т. е. значения k_n по табл. 5 (третья строка).

Возьмем четыре каскада ($k_4 = 0,87$). Тогда

$$\left(\frac{52,5\cdot 0,87}{4}\right)^4 \approx 17\,000.$$

Четырех каскадов оказывается недостаточно, поэтому придется взять пять каскадов ($k_5 = 0,79$). Вычисляя, получим общее усиление равным 115 000.

Пример показывает, что в данном случае установка компенсирующих катушек позволила сократить число каскадов с девяти до пяти. Вместо заданного усиления 100 000 мы получили 115 000.

ОСОБЕННОСТИ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ

Размах выходного напряжения последнего каскада определяется произведением максимально возможного изменения анодного тока (в пределах работы на линейном участке характеристики) ΔI на нагрузочное сопротивление R. Максимальное изменение выходного напряжения U_m будет $U_m =$

$=\Delta IR$. Подставляя вместо R его значение, определяемое Δf_1 и C [из формулы (8)], получим:

$$U_m \Delta f_1 = \frac{\Delta I}{2\pi C}. \qquad (21)$$

В левой части — произведение максимального изменения напряжения на полосу частот; правая часть равенства (21) является для лампы данного типа величиной постоянной Разделив эту величину на полосу частот каскада, получим значение максимально возможного напряжения.

Величина $\Delta I/2\pi C$ характеризует лампу с точки зрения обеспечения выходного напряжения при заданной полосе частот Значения $\Delta I/2\pi C$ для наиболее распространенных ламп приведены в табл 6 При составлении таблицы емкость C определялась как сумма $C_{вых}$ данной лампы и емкости монтажа, равной 20 *пф*, значения ΔI соответствуют работе в пределах линейного участка характеристики для типовых режимов питания

Таблица 6

Значения $\frac{\Delta I}{2\pi(C_{вых}+20)}$ и $\frac{\Delta I}{2\pi(C_{вых}+20)} \cdot \frac{S}{2\pi C}$ для различных ламп

Тип лампы	$\frac{\Delta I}{2\pi(C_{вых}+20)}$, *в·Мгц*	$\frac{\Delta I}{2\pi(C_{вых}+20)} \cdot \frac{S}{2\pi C}$, *в·Мгц²*
6Ж5П	**140**	9 700
6Ж9П	**203**	25 000
6Ж11П	**400**	66 000
6Э5П	**630**	104 000
6П1П	**580**	20 000
6П3С	**790**	25 000
6П9	**348**	22 000
6П15П	**530**	40 000
6Ж4	**153**	8 400

Из табл 6 следует, что при полосе каскада, равной, например, 8 *Мгц*, от лампы 6Ж11П можно получить выходное напряжение, равное 50 *в*, а от лампы 6П3С — около 100 *в*. В тех же условиях лампа 6Ж5П даст выходное напряжение всего 17,5 *в*. Если многокаскадный усилитель собран, например, на лампах 6Ж5П и полоса составляет 8 *Мгц* для каждого из каскадов, а требуется получить выходное напряжение 100 *в*, то не только последний каскад, но и предпоследний придется выполнить на другой лампе.

Для того чтобы получить от лампы 6П3С выходное напряжение 100 *в*, т. е. предельно возможное при 8 *Мгц*, размах сеточного напряжения должен составлять 30 *в* (примерно двойное напряжение смещения). Но лампа 6Ж3П может дать только 17,5 *в*. Поэтому в данном случае придется предпоследний каскад выполнить на другой лампе, например 6Ж11П.

В ряде случаев от усилительного каскада требуется получить наибольшее усиление по напряжению и одновременно наибольшее выходное напряжение. Это имеет место, например, в однокаскадных видеоусилителях телевизионных приемников. Критерием способности данной лампы удовлетворять одновременно этим требованиям является произведение двух частных критериев, т. е. $\left(\frac{S}{2\pi C}\right)\cdot\left(\frac{\Delta I}{2\pi C}\right)$.

В третьем столбце табл. 6 приведены значения результирующего критерия для некоторых ламп. Из рассмотренных типов ламп лампы 6Э5П, 6Ж11П и 6П15П лучше других удовлетворяют этим условиям.

Если последний каскад собран на другой лампе, а общее число каскадов равно n, то общее усиление всего усилителя определяется по формуле

$$K_{\text{общ}}=\left(\frac{k_n}{\Delta f_n}\right)^n\cdot\left(\frac{S}{2\pi C}\right)^{n-1}\cdot\frac{S_{\text{ок}}}{2\pi C_{\text{ок}}}, \qquad (22)$$

где k_n определяется из табл. 5 для общего числа каскадов (предполагается, что добротность компенсирующих контуров во всех каскадах одинакова);

Δf_n — общая полоса пропускания;

$S_{\text{ок}}$ — крутизна последней лампы;

$C_{\text{ок}}$ — общая распределенная емкость выходной части схемы.

Если же два последних каскада выполнены на других лампах, то общее усиление определяется формулой

$$K_{\text{об.ц}}=\left(\frac{k_n}{\Delta f_n}\right)^n\cdot\left(\frac{S}{2\pi C}\right)^{n-2}\cdot\frac{S_{\text{пр}}}{2\pi C_{\text{пр}}}\cdot\frac{S_{\text{ок}}}{2\pi C_{\text{ок}}}, \qquad (23)$$

где $S_{\text{пр}}$ и $C_{\text{пр}}$ — параметры предоконечного каскада.

Расчет целесообразно вести в следующем порядке:

1) выбрать лампы для предварительных каскадов; 2) выбрать схему для высокочастотной компенсации и Q; 3) предполагая, что все каскады собраны на одинаковых лампах, подобрать, пользуясь формулой (20), число каскадов; 4) определить соответствующее k_n; 5) по формуле (18) определить полосу пропускания одного каскада; 6) пользуясь табл. 6 *, по известным растворам сеточных характеристик, заданному выходному напряжению и Δf_1 выбрать лампы для оконечного и предоконечного каскадов; 7) произвести подсчет общего усиления для выбранного числа каскадов с учетом параметров последних ламп по формулам (22) и (23). Если полученное усиление меньше заданного, то добавить один предварительный каскад и произвести повторный расчет в соответствии с содержанием пп. 4, 5 и 7. После этого определяются по формулам (19) и (17) сопротивления и индуктивности каждого каскада.

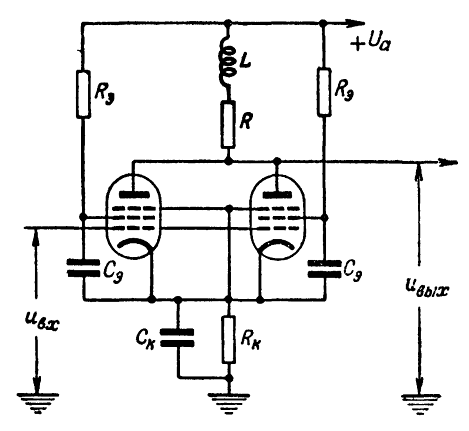


Рис. 31. Параллельное соединение выходных ламп для увеличения выходного напряжения.

Второй способ увеличения максимально возможного выходного напряжения заключается в параллельном включении выходных ламп (рис. 31). При этом вдвое увеличивается результирующая крутизна характеристики по сравнению с крутизной каждой лампы в отдельности, однако в 2 раза возрастают входная и выходная емкости. В связи с тем, что емкость монтажа остается неизменной, получается все же выигрыш в величине выходного напряжения. Особенно большой выигрыш будет в том случае, когда емкость монтажа и выходной части схемы велики.

---

* Если емкость схемы не превышает принятую при составлении таблицы; в противном случае следует пользоваться формулой (21).

Пример. Для лампы 6Ж11П справедливо

$$\frac{\Delta I}{2\pi C'}=\frac{60\cdot 10^{-3}}{2\pi(3,5+20)\,10^{-12}}\approx 400\ \textit{в}\cdot\textit{Мгц}.$$

Включив две лампы параллельно, получим:

$$\frac{2\Delta I}{2\pi C''}=\frac{120\cdot 10^{-3}}{2\pi(7+20)\,10^{-12}}\approx 710\ \textit{в}\cdot\textit{Мгц}.$$

Если полоса каскада, например, 6 *Мгц*, то максимальное выходное напряжение, получаемое от одной лампы, составляет 67 *в*, а от двух ламп 118 *в*.

Имеется еще один способ увеличения выходного напряжения, иногда применяемый на практике для схем с простой параллельной компенсацией. Этот способ заключается в том, что в выходном каскаде за счет увеличения нагрузочного сопротивления допускают бо́льшие высокочастотные искажения, чем во всех остальных каскадах, а в предоконечном каскаде за счет уменьшения сопротивления, т. е. увеличения добротности контура, компенсируют искажения последнего каскада. Это производится за счет увеличения нагрузочного сопротивления R оконечного каскада (примерно в 2 раза) и уменьшения в такое же число раз R предоконечного каскада. Величина компенсирующих индуктивностей, выбранная в предположении, что каскады одинаковы, из условий допустимого выброса при этом не меняется.

Пример. Два последних каскада собраны на лампах 6Ж4 и $Q=0,71$. Допустим, что из условий пропускания заданной полосы R в каждом каскаде установлены по 1 500 *ом* и что C одинаковы. Максимальное выходное напряжение будет:

$$U_m=\Delta IR=25\cdot 10^{-3}\cdot 1\,500=37,5\ \textit{в}.$$

Увеличим теперь вдвое нагрузочное сопротивление выходного каскада, т. е. $R''=2R=3\,000$ *ом*, и уменьшим вдвое сопротивление предоконечного каскада $R''=\frac{R}{2}=750$ *ом*, не меняя при этом величины L, определенной по формуле (17) для $R=1\,500$ *ом*. Тогда Q оконечного каскада уменьшится в 2 раза и станет равным 0,355, а Q предоконечного каскада увеличится в 2 раза и станет равным 1,42. Вид частотных характеристик при таких добротностях показан на рис. 32.

Из рассмотрения характеристик видно, что усиление последнего каскада в области средних частот стало вдвое бо́льшим, однако завал характеристики происходит рань-

ше. Усиление предоконечного каскада в области средних частот вдвое уменьшилось, однако на высоких частотах появился подъем. Общее усиление в области средних частот останется таким же, как и при одинаковых каскадах. В области высоких частот произойдет почти полная компенсация искажений оконечного каскада искажениями

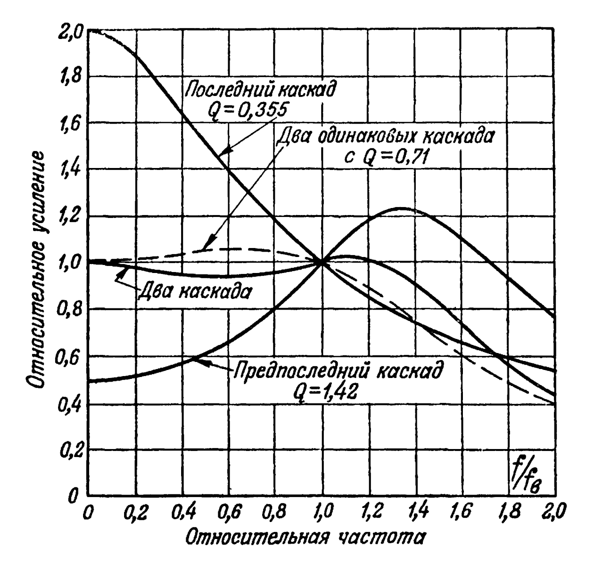


Рис. 32. Частотные характеристики двухкаскадного усилителя с разными добротностями.

предоконечного (см. результирующую кривую). Это относится и к переходным характеристикам.

В связи с тем, что сопротивление последнего каскада стало в 2 раза бо́льшим, максимальное выходное напряжение также увеличивается в 2 раза и для рассматриваемого примера будет равно 75 *в*. Конечно, на вход схемы нужно для этого подавать вдвое большее напряжение.

РАСЧЕТ СХЕМЫ С УЧЕТОМ ЕМКОСТИ КАТУШКИ

Выше предполагалось, что собственная емкость компенсирующей (корректирующей) катушки отсутствует. Однако любая катушка обладает собственной распределенной емкостью, которая на эквивалентной схеме (рис. 33) обозначена как конденсатор C_1.

Собственная емкость катушек в зависимости от их конструкции, типа экранировки и т. п. колеблется в пределах от 2 до 4 *пф*.

Наличие дополнительного реактивного элемента изменяет значения параметров, требующихся для оптимальной компенсации. Больше того, наличие еще одного элемента позволяет, изменяя параметры схемы, получать лучшие результаты, чем в простой схеме компенсации.

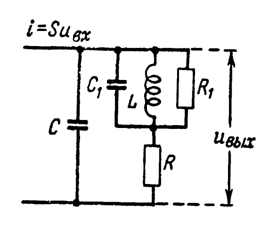


Рис. 33. Эквивалентная схема каскада с параллельной коррекцией и дополнительными элементами C_1 и R_1.

Так, например, если установить катушку с индуктивностью

$$L = 0{,}42\,R^2C$$

и подобрать собственную емкость катушки, равную

$$C_1 = 0{,}2\,C,$$

то время установления в корректированной схеме уменьшается по сравнению с временем установления в некорректированной схеме в 1,9 раза (полоса расширяется в 1,83 раза) при выбросе переходной характеристики, равном 1,5%.

Однако нужно всегда стремиться конструировать катушку с минимальной емкостью, а при наладке, если это потребуется, добавить небольшую емкость, например, в виде двух скрученных изолированных проводников небольшой длины.

Возникающий выброс переходной характеристики может быть задемпфирован включением корректирующего сопротивления R_1.

В табл. 7 приведены значения параметров $\gamma = C_1/C$, $\beta = R_1/R$ и $m = \frac{L}{R^2C}$, позволяющие по допустимому выбросу характеристики H рассчитать схему. Отношение времени установления в некорректированной схеме к времени установления в схеме

Таблица 7

Значения коэффициентов для расчета схемы с учетом емкости катушки (рис. 33)

m	β	γ	$t_у/t_{у.к}$	H, %
0,3	10	0,1	1,93	0,0
0,4	10	0,05	1,76	3,0
0,4	10	0,1	1,79	3,3
0,4	10	0,2	1,85	4,0
0,5	1	0,1	1,65	8,6
0,5	10	0,1	1,6	8,0
0,5	20	0,1	1,91	9,7

с коррекцией $t_у/t_{у\,к}$, приводимое в четвертом столбце табл. 7, показывает, во сколько раз можно увеличить нагрузочное сопротивление, если применить коррекцию, т. е. нагрузочное сопротивление определяется по формуле

$$R = \frac{(t_у/t_{у\,к})}{2\pi C \Delta f_1}. \qquad (24)$$

Если рассчитывается многокаскадный усилитель с подобной коррекцией, то для определения R нужно в формуле (24) числитель помножить на коэффициент k_n, определяемый по табл. 5 для выбранного числа каскадов и величины $Q = \sqrt{m}$, а в знаменатель вместо Δf_1 подставить Δf_n.

СЛОЖНЫЕ СХЕМЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОМПЕНСАЦИИ

Сложные схемы высокочастотной компенсации позволяют получить большее усиление от каскада с заданной полосой частот (или, что то же, с заданным временем установления) по сравнению не только со схемой некомпенсированного реостатного усилителя, но даже по сравнению со схемой с простой компенсацией Корректирующая способность сложных схем основана на взаимодействии нескольких реактивных элементов, в связи с чем удается в большем диапазоне частот скомпенсировать шунтирующее действие распределенных емкостей, т е уменьшить искажения формы усиливаемых сигналов.

Применение подобных схем ограничивается сложностью их настройки и критичностью к величинам параметров Сложные схемы следует выбирать в тех случаях, когда полоса воспроизводимых частот очень велика или когда широкополосный усилитель является составной частью какого-нибудь сложного устройства и сигналы, подаваемые на вход усилителя, уже достаточно велики, как это, например, имеет место в телевизионных приемниках В последних каждая лишняя лампа усложняет и удорожает конструкцию. Использование же одного видеоусилительного каскада вместо двух оправдывает усилия, затрачиваемые на налаживание подобных схем. Существенным достоинством сложных схем является увеличение максимально возможного выходного напряжения в связи с увеличением при той же полосе нагрузочного сопротивления

Сильная зависимость свойств схемы от величин и главное соотношения параметров является причиной того, что уже малое несовпадение параметров с расчетными приводит либо к увеличению времени установления, либо к увеличению выброса на вершине. С точки зрения применения схемы в оконечных каскадах телевизионных приемников более допустимым является некоторое увеличение выброса (до 5—8%), ибо остальные узлы телевизионного приемника зачастую обладают пологой кривой установления, и выброс в оконечном каскаде несколько компенсирует искажения других узлов приемника.

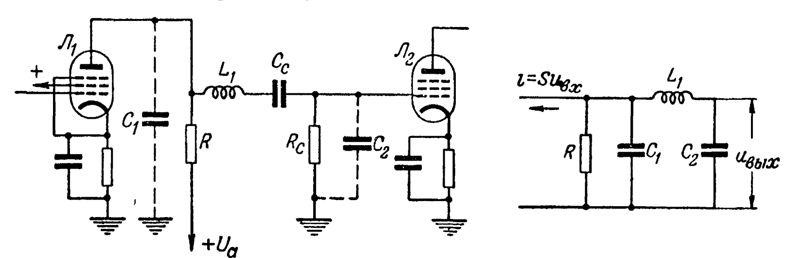


Рис. 34. Принципиальная и эквивалентная схемы каскада с последовательной высокочастотной компенсацией.

Наглядным примером схем данного типа является так называемая схема с последовательной компенсацией, изображенная на рис. 34. В эту схему, так же как и в предыдущую, устанавливается только один корректирующий элемент — небольшая индуктивность L_1. Однако действие схемы отличается от действия схемы с параллельной компенсацией. В области низких и средних частот сопротивление индуктивности L_1 очень мало; сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 очень велики, поэтому на этих частотах нагрузочное сопротивление схемы и, следовательно, ее поведение ничем не отличаются от рассмотренных выше схем. По мере увеличения частоты сопротивление емкости C_1, под которой следует понимать выходную емкость лампы $Л_1$ и емкость монтажа части схемы, расположенной левее катушки L_1, уменьшается и начинает сказываться ее шунтирующее действие. Но емкость C_1 меньше, чем суммарная распределенная емкость C, поэтому те частоты, на которых сопротивление емкости C_1 значительно уменьшается, несколько выше, чем при шунтировании сопротивления R емкостью C. При увеличении частоты сопротивление индуктивности L_1 возрастает; в связи с этим меньше

сказывается шунтирующее действие емкости C_2. Катушка L_1 как бы разделяет емкости C_1 и C_2.

Величина индуктивности катушки подбирается так, чтобы на тех частотах, где начинает сказываться шунтирующее действие C_1, наступил резонанс в последовательном соединении L_1 и C_2. А при последовательном резонансе, как известно, напряжение на каждом из реактивных элементов может быть больше приложенного напряжения. Приложенным является напряжение на C_1, а снимаемым — напряжение на C_2. Таким образом, взаимодействие трех реактивных элементов и нагрузочного сопротивления позволяет в большем диапазоне частот поддерживать равномерное усиление.

Каждому значению отношения емкостей соответствует вполне определенное значение индуктивности L_1, при котором выходное напряжение остается неизменным в максимально возможном диапазоне частот. Если при выбранной индуктивности отношение емкостей изменится, то резонанс между L_1 и C_2 может наступить на более низкой или более высокой частоте, чем это нужно для поддержания выходного напряжения неизменным. В схеме с параллельной компенсацией величина индуктивности однозначно подбиралась по величине общей распределенной емкости и допустимому выбросу переходной характеристики. В данной схеме на форму переходной характеристики еще влияет при выбранной индуктивности отношение емкостей C_2/C_1.

Для случаев, когда $C_2/C_1=2$, при величине индуктивности, равной

$$L_1=\frac{2}{3}R^2(C_1+C_2),$$

удается добиться расширения полосы частот по сравнению с некомпенсированной реостатной схемой в 2,2 раза и получить сравнительно равномерную частотную характеристику (кривая *2* на рис. 35). Выброс на вершине переходной характеристики при этом не превышает 6%. Для такого же выброса в случае применения схемы с простой компенсацией расширение полосы составило 1,8 раза ($Q=0{,}71$).

Таким образом, данная схема позволяет получить примерно на 20% большее усиление, чем схема с параллельной компенсацией. Но если при выбранной индуктивности соотношение частичных емкостей не равно тому, которое при-

нято в расчете, то свойства схемы меняются. Для иллюстрации этого на рис. 35 приведены частотные характеристики схемы для нескольких характерных случаев. Все кривые построены для схемы, обладающей неизменной суммарной емкостью C_1+C_2 и неизменной индуктивностью L_1, вычисленной по приведенной выше формуле (кроме кривой *1*). Кривая *1* построена для некомпенсированного каскада

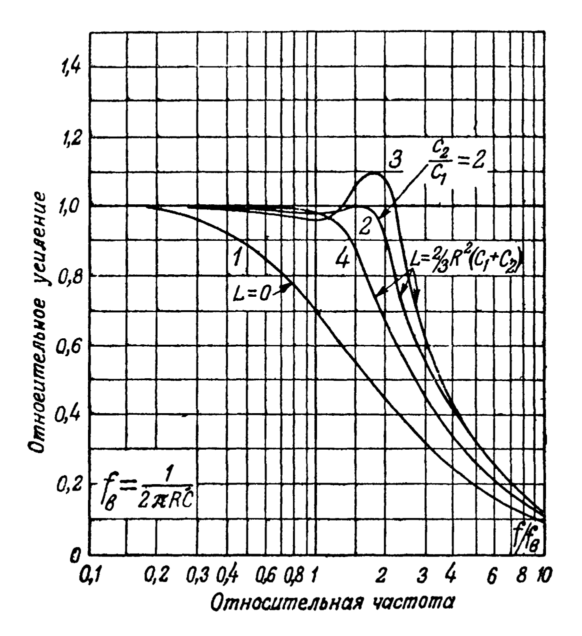


Рис. 35. Частотные характеристики схемы с последовательной компенсацией.

с такой же емкостью $C = C_1+C_2$ и приводится для сравнения. Кривая *2* соответствует отношению частичных емкостей $C_2/C_1=2$. Если отношение частичных емкостей равно 1,5, то кривая *3* показывает, что хотя полоса несколько расширилась, но усиление внутри полосы стало менее равномерным. Для этого случая выброс на вершине переходной характеристики составляет 11%. Если же отношение емкостей равно трем (кривая *4*), то выигрыш в отношении расширения полосы частот снижается, и схема по своим свойствам становится не лучше, чем схема с простой компенсацией.

СХЕМА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ

Схема с последовательной компенсацией применяется для связи между каскадами. Другая схема — с последовательно-параллельной компенсацией (рис. 36), получившая в последнее время широкое распространение, используется как для межкаскадной связи, так и в оконечных каскадах. Эта схема содержит две индуктивности: L и L_1. Катушка L_1 шунтируется сопротивлением R_1, влияние которого сказывается только на высоких частотах. На низких и средних частотах схема ничем не отличается от предшествующих.

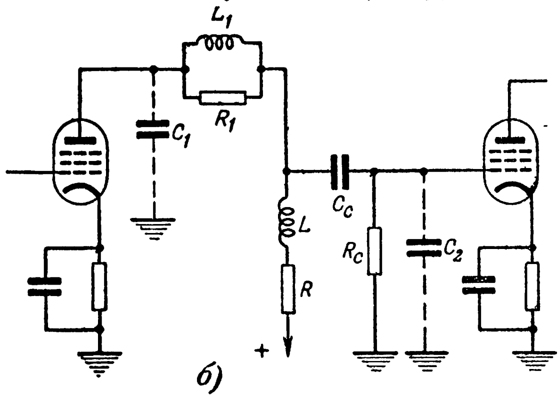


Рис. 36. Схема с последовательно-параллельной компенсацией.

Схема с последовательно-параллельной компенсацией была подробно исследована проф. Г. В. Брауде.

Расчет этой схемы производится после того, как установлено отношение емкостей $C_2/(C_1+C_2)$. В зависимости от отношения емкостей, допустимого выброса переходной характеристики и заданного времени установления определяются следующие параметры схемы:

1. Нагрузочное сопрогивление R, которое в данной схеме в $k_1 = t_y/t_{y.к}$ больше, чем нагрузочное сопротивление простого реостатного каскада с таким же временем установления[1]:

$$R = \frac{k_1 t_y}{2{,}2\,(C_1 + C_2)} . \qquad (25)$$

[1] Если расчет ведется по заданной полосе частот, то используется аналогичная формула (24).

2. Величина индуктивности L, устанавливаемой последовательно с нагрузочным сопротивлением:

$$L = \alpha R^2 (C_1 + C_2). \tag{26}$$

3. Величина индуктивности L_1:

$$L_1 = \beta R^2 (C_1 + C_2). \tag{27}$$

4. Величина сопротивления R_1, шунтирующего катушку L_1; это сопротивление в γ раз больше, чем нагрузочное сопротивление:

$$R_1 = \gamma R. \tag{28}$$

Значения коэффициентов k_1, α, β, γ в зависимости от $\frac{C_2}{C_1 + C_2}$ и допустимого выброса переходной характеристики H даны в табл. 8.

Таблица 8

Значения коэффициентов для расчета параметров схемы с последовательно-параллельной компенсацией

$\frac{C_2}{C_1 + C_2}$	H, %	$k_1 = t_у/t_{у.к}$	α	β	γ
0,5	1,2	1,83	0,12	0,57	2,13
0,5	3,3	2,07	0,14	0,58	3,03
0,5	7,5	2,27	0,16	0,62	5,55
0,6	1,1	1,80	0,12	0,69	1,75
0,6	2,5	2,02	0,16	0,65	2,13
0,6	4,3	2,13	0,18	0,68	3,19
0,65	1,4	1,88	0,14	0,74	1,79
0,65	2,7	2,05	0,18	0,70	2,26
0,65	11,0	2,20	0,20	0,81	4,0
0,7	1,0	1,79	0,12	0,89	1,75
0,7	2,7	2,09	0,20	0,82	2,78
0,75	1,2	1,83	0,14	1,0	1,89
0,75	2,4	2,04	0,20	0,88	2,26

Пример. Требуется определить параметры схемы с последовательно-параллельной компенсацией для оконечного видеокаскада телевизионного приемника, выполненного на лампе 6Э5П. Заданы время установления 0,08 *мксек* (соответствует полосе частот, примерно равной $0{,}35/0{,}08 \cdot 10^{-6} = 4{,}4$ *Мгц*) и допустимый выброс 2,5%.

Определяем емкости C_1 и C_2 (выходная емкость лампы 6Э5П $C_{вых} = 3$ *пф*). Выходное напряжение подводится к приемной трубке (входную емкость трубки принимаем равной 6 *пф*). Считаем, что

монтажная емкость левее катушки L равна 3 *пф*, поэтому $C=3+$ $+3=6$ *пф*. Монтажная емкость схемы правее L_1 значительно больше из-за сравнительно длинных соединительных проводов к трубке; принимаем эту монтажную емкость равной 12 *пф*. Тогда $C=6+12=18$ *пф*.

Определяем затем отношение емкостей $C_2/(C_1+C_2)=18/(6+18)=$ $=0{,}75$.

По табл. 8 (в последней строке) для полученного отношения емкостей и подходящего значения выброса находим: $k_1=2{,}04$; $\alpha=2$; $\beta=0{,}88$; $\gamma=2{,}26$.

После этого определяем:

Нагрузочное сопротивление

$$R=\frac{k_1 t_y}{2{,}2(C_1+C_2)}=\frac{2{,}04\cdot 0{,}08\cdot 10^{-6}}{2{,}2\cdot 24\cdot 10^{-12}}\approx 3\,100\ \textit{ом}.$$

Индуктивность катушки

$$L=0{,}2\,(3\,100)^2\cdot 24\cdot 10^{-12}=46\ \textit{мкгн}.$$

Индуктивность катушки

$$L_1=0{,}88\,(3\,100)^2\cdot 24\cdot 10^{-12}=202\ \textit{мкгн}.$$

Величина сопротивления

$$R_1=2{,}26\cdot 3\,100=7\,000\ \textit{ом}.$$

Коэффициент усиления каскада

$$K=SR=30\cdot 10^{-3}\cdot 3\,100=93.$$

Имея в виду, что величина требуемого выходного напряжения составляет приблизительно 50 *в*, определяем напряжение на входе оконечного каскада $u_{вх}=\frac{u_{вых}}{K}=\frac{50}{93}=0{,}54$ *в*. Такое напряжение может быть получено на выходе детектора, потому можно ограничиться одним видеоусилительным каскадом.

При конструировании многокаскадных усилителей со сложными схемами компенсации особый интерес представляют такие параметры схем, при которых увеличение числа каскадов не изменяет величины выброса переходной характеристики. Ранее было указано, что для схемы с простой параллельной компенсацией в этом случае не следует выбирать Q больше чем 0,59. Ниже приводится таблица коэффициентов для расчета параметров схемы с последовательно-параллельной компенсацией, при которых выброс переходной характеристики не увеличивается при увеличении числа каскадов и не превышает $H_{макс}$. Значения $H_{макс}$ и коэффициентов даны в зависимости от отношения $C_2/(C_1+C_2)$. Параметры схемы (кроме R) определяются

по формулам (26) — (28). Нагрузочное сопротивление определяется из формулы, связывающей время установления n-каскадного усилителя со сложной компенсацией $t'_{уn}$ с временем установления одного реостатного усилительного каскада:

$$t'_{уn} = \frac{M^{3,3 \lg n}}{k_1} \cdot 2,2\, RC, \qquad (29)$$

где M — множитель, учитывающий сужение полосы в многокаскадном усилителе, находится из табл. 9, а $C = C_1 + C_2$.

Таблица 9

Значения коэффициентов для расчета многокаскадных усилителей с последовательно-параллельной компенсацией

$\frac{C_2}{C_1 + C_2}$	$H_{макс}$, %	M	k_1	α	β	γ
0,5	2,8	1,36	2,02	0,140	0,582	2,76
0,6	1,9	1,37	1,96	0,148	0,652	2,12
0,65	1,6	1,37	1,91	0,146	0,720	2,0
0,7	1,3	1,38	1,86	0,142	0,836	1,92
0,75	1,1	1,38	1,82	0,132	1,028	1,87

По известным $t'_{уn}$, C_1 и C_2, пользуясь табл. 9 и формулой (29), можно определить величину нагрузочного сопротивления.

Например, требуется рассчитать параметры четырехкаскадного усилителя на лампах 6Ж3П ($C_{вых} = 1,8$ *пф*, $C_{вх} = 6,5$ *пф*) с общим временем установления 0,08 *мксек*. Полагаем, что $C_1 = 1,8 + 4 = 5,8$ *пф*, а $C_2 = 6,5 + 6 = 12,5$ *пф*, т. е. $C_2 (C_1 + C_2) \approx 0,7$ *пф*. Таким образом, все коэффициенты определяем из четвертой строки табл. 9. $M = 1,38$; $k_1 = 1,86$; $\alpha = 0,142$; $\beta = 0,836$ и $\gamma = 1,92$. Из формулы (29) определяем величину допустимого нагрузочного сопротивления:

$$R = \frac{t'_{уn} k_1}{2,2 C M^{3,3 \lg n}} = \frac{0,08 \cdot 10^{-6} \cdot 1,86}{2,2 \cdot 18,3 \cdot 10^{-12} \cdot (1,38)^{3,3 \cdot 0,6}} = 1\,950 \text{ ом}.$$

Коэффициент усиления одного каскада

$$K = SR = 5,1 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,950 \approx 10.$$

Коэффициент усиления всего усилителя

$$K_{общ} = (K)^n = 10^4 = 10\,000.$$

Для сравнения определим коэффициент усиления четырехкаскадного усилителя на тех же лампах, но без компенсации, с тем же общим временем установления 0,08 *мксек*. По формуле (15) определяем время установления для одного каскада:

$$t_{y1} = \frac{0,08}{\sqrt{4}} = 0,04 \text{ мксек.}$$

Допустимое нагрузочное сопротивление находим из соотношения (12)

$$R = \frac{t_{y1}}{2,2C} = \frac{0,04 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 18,3 \cdot 10^{-12}} \approx 1\,000 \text{ ом.}$$

Коэффициент усиления одного каскада

$$K = 5,1 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,000 = 5,1.$$

Коэффициент усиления всего усилителя

$$K_{\text{общ}} = (K)^n = (5,1)^4 = 680,$$

т. е. в 14,5 раза меньше.

Усилитель на тех же лампах, но с простой компенсацией ($Q = 0,59$) обеспечивает коэффициент усиления, равный 6 200, т. е. на 38% меньше, чем при использовании схемы со сложной компенсацией.

Число каскадов, необходимое для обеспечения заданного общего усиления $K_{\text{общ}}$, можно найти путем нескольких пробных вычислений по формуле

$$K_{\text{общ}} = \left(\frac{t'_{yn} \cdot S}{2,2\,C}\right)^n \cdot \frac{k_1^n}{M^{3,3n \lg n}}. \qquad (30)$$

Пример. Определить необходимое число каскадов многокаскадного усилителя с последовательно-параллельной компенсацией на лампах 6Ж4, если задано, что общее усиление должно быть равно 30 000, время установления для всего усилителя $t_{yn} = 0,1$ *мксек*. Для ламп 6Ж4

$$S = 9 \text{ ма/в}; \; C = C_1 + C_2 = 8 + 18 = 26 \text{ пф.}$$

Тогда

$$\frac{t'_{yn} \cdot S}{2,2C} = \frac{0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 9 \cdot 10^{-3}}{2,2 \cdot 26 \cdot 10^{-12}} = 15,7.$$

Имея в виду, что $C_2 (C_1 + C_2) \approx 0,7$, по табл. 9 находим: $M = 1,38$ и $k_1 = 1,86$. Положим, что число каскадов равно пяти.

Тогда

$$\left(\frac{t_{yn}}{2,2C}\right)^5 \cdot \frac{k_1^5}{M^{3,3 \cdot 5 \cdot \lg 5}} = (15,7)^5 \frac{(1,86)^5}{(1,38)^{11,5}} \approx 540\,000.$$

Пять каскадов дадут слишком большое усиление. Определим, какое усиление дадут четыре каскада:

$$\left(\frac{t'_{yn} \cdot S}{2{,}2C}\right)^4 \frac{k_1^4}{M^{3{,}3 \cdot 4 \cdot \lg 4}} = (15{,}7)^4 \frac{(1{,}86)^4}{(1{,}38)^{7{,}94}} \approx 60\,000.$$

Нетрудно убедиться, проделав еще одно вычисление, что трех каскадов будет недостаточно, для того чтобы обеспечить общее усиление в 30 000. Поэтому, несмотря на двукратное превышение заданного усиления, приходится брать четыре каскада.

Используется также схема с последовательно-параллельной компенсацией, в которую включаются небольшие емкости и демпфирующие сопротивления, шунтирующие корректирующие катушки (рис. 37).

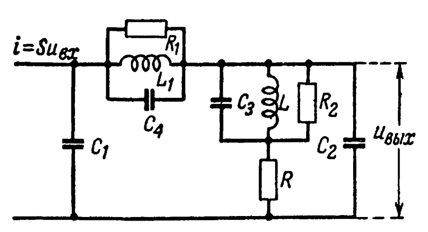


Рис. 37. Эквивалентная схема каскада с последовательно-параллельной компенсацией с дополнительными элементами C_3, C_4, R_2 и R_1.

Как и в схеме, изображенной на рис. 33, в рассматриваемой схеме емкости конденсаторов C_3 и C_4 целиком или в большей части определяются собственными емкостями корректирующих катушек. Обычно эти емкости примерно в 10 раз меньше суммарных шунтирующих емкостей каскада, что учтено в приведенных расчетных формулах.

Следует отметить, что расчет подобных схем представляет значительные вычислительные трудности. Кроме того, при конструировании, как правило, не удается обеспечить равенства параметров деталей с их расчетными данными. Поэтому собранная схема обычно требует тщательной опытной доработки.

Таблица 10

Значения коэффициентов для расчета схемы на рис. 37

$\frac{C_2}{C_1 + C_2}$	α	β	$k_1 = \frac{t_у}{t_{у.к}}$	H, %
0,67	0,67	0,2	1,96	12,6
0,5	0,67	0,2	1,96	9,2
0,5	0,4	0,1	2,0	0,9
0,5	0,5	0,134	1,83	6,0
0,33	0,33	0,2	2,04	1,8

В табл. 10 приведены значения коэффициентов для расчета параметров корректирующих элементов и нагрузочного сопротивления R. Коэффициенты определяются по известному отношению $C_2/(C_1+C_2)$ и по допустимому выбросу переходной характеристики. Табл. 10 составлена для случая, когда $C_3=0{,}1C$, $C_4=0{,}1C$, $R_1=5R$ и $R_2=10R$. Индуктивности подсчитываются по формулам $L_1=\alpha R^2C$ и $L=\beta R^2C$, где $C=C_1+C_2$. Нагрузочное сопротивление R определяется по формуле (24) или (25).

ПРОТИВОШУМОВАЯ КОРРЕКЦИЯ

Во входных каскадах широкополосных усилителей, расположенных непосредственно за датчиком слабых сигналов, приходится компромиссно решать вопросы неискаженного воспроизведения формы сигналов и получения боль-

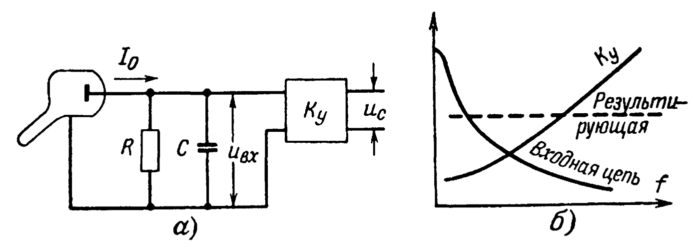


Рис. 38. Входная цепь телевизионного усилителя (*а*) и графики, поясняющие принцип компенсации искажений (*б*).

шого превышения уровня полезного сигнала над уровнем флуктуационных помех (шумов).

Характерным примером рассматриваемых случаев являются усилители фототоков и усилители телевизионных сигналов, получаемых от передающей телевизионной трубки.

В таких случаях простейшим и наиболее распространенным способом подключения датчика к усилителю является включение нагрузочного сопротивления R, зашунтированного неизбежно присутствующими входными и паразитными емкостями C (рис. 38,*а*).

Напряжение полезного сигнала на входе усилителя определяется как

$$U_{вх}=\frac{I_0R}{\sqrt{1+(2\pi fCR)^2}}.$$

Когда R невелико ($2\pi fCR<1$), сигнал возрастает прямо пропорционально величине нагрузочного сопротивления. Значительное увеличение этого сопротивления ($2\pi fCR>1$) не приводит к существенному увеличению сигнала.

Как следует из изложенного в гл. 1, при малых значениях сопротивления R его увеличение приводит к росту шумового напряжения прямо пропорционально корню квадратному из величины R.

Таким образом, отношение сигнала к шумам, обязанным тепловым флуктуациям в нагрузочном сопротивлении, возрастает с увеличением величины R. Однако при малых значениях сопротивления R напряжение сигнала увеличивается прямо пропорционально R, а напряжение шума увеличивается пропорционально корню квадратному из R.

При больших значениях R напряжение сигнала практически не увеличивается, а напряжение шума уменьшается обратно пропорционально корню квадратному из R.

В схемах противошумовой коррекции, предложенных проф. Г. В. Брауде, величина сопротивления R выбирается очень большой (порядка 100 *ком*). При этом улучшается отношение сигнала к помехам. Однако возникает задача компенсации искажений во входной цепи (рис. 38,*б*). Для полной компенсации искажений коэффициент усиления схемы $K_у$ в рабочем диапазоне частот от $f_н$ до $f_в$ должен соответствовать выражению

$$K_у = K\sqrt{1+(2\pi fCR)^2}, \qquad (31)$$

где K — коэффициент пропорциональности.

В этом случае выходное напряжение $U_с = I_0RK$ будет совпадать по форме с током I_0. Хотя усилитель с характеристикой, описываемой уравнением (31), вновь перераспределит энергию шумового спектра, все же отношение сигнала к помехам на выходе будет значительно бо́льшим, чем при малых значениях R.

Помимо шума во входном сопротивлении, следует учитывать дробовой эффект первой лампы. Как уже указывалось при расчете, лампу можно заменить шумовым сопротивлением $R_ш$.

Если усилитель построен так, что его частотная характеристика определяется зависимостью (31), то отношение

напряжения полезного сигнала на выходе к среднему напряжению шумов будет

$$\frac{U_c}{\overline{U}_ш} = \frac{I_0 R}{\sqrt{4kTf_в}\sqrt{R + R_ш + \frac{1}{3} R_ш (2\pi f C R)^2}}. \qquad (32)$$

Когда R велико, формула (32) упрощается:

$$\frac{U_c}{\overline{U}_ш} \approx \frac{I_0 \sqrt{3}}{4\pi C \sqrt{kTR_ш f_в^3}}. \qquad (33)$$

Отношение $U_c/\overline{U}_ш$ не зависит от величины R, а определяется только входной емкостью C и шумовым сопротивлением первой лампы. Для увеличения $U_c/\overline{U}_ш$ нужно выбирать лампу с малым значением $R_ш$ и стремиться уменьшать входную емкость.

Анализ формулы (32) показывает, что при применении типовых ламп (см. табл. 1) влияние R на величину $U_c/\overline{U}_ш$ перестает сказываться, когда R достигает примерно 50 000 — 100 000 *ом*, т. е. при таких значениях R основным источником шума остается дробовой эффект первой лампы и тогда допустим переход от формулы (32) к формуле (33). Величину R обычно выбирают в указанных пределах.

Рассмотрим схемы усилителей, коэффициент усиления которых определяется согласно выражению (31).

Схема с индуктивностью. Одна из распространенных схем противошумовой коррекции приведена на рис. 39. По внешнему виду она подобна схеме с простой параллельной компенсацией, однако нагрузка в анодной цепи лампы подбирается так, чтобы коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот приблизительно линейно возрастал с частотой.

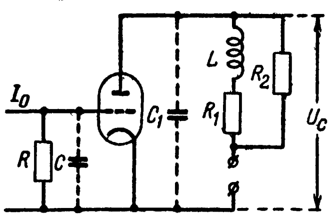


Рис. 39. Схема противошумовой коррекции с индуктивностью.

Принципиально, коррекцию возможно осуществлять в любом из каскадов усилителя. Однако лучше это делать в одном из первых каскадов, потому что низкочастотные сигналы на входе усилителя имеют большую величину.

Если до введения коррекции будет несколько усилительных каскадов, то возникает опасность появления нелинейных искажений.

В последующих рассуждениях предполагается, что коррекция осуществляется в анодной цепи лампы первого каскада.

Условием коррекции искажений, возникающих во входной цепи, является равенство

$$CR = \frac{L}{R_1}. \qquad (34)$$

Однако при выполнении этого условия индуктивность L и суммарная распределенная емкость в анодной цепи первой лампы C_1 приведут к возникновению медленно затухающих колебаний в контуре LC_1, что сильно исказит сигнал.

Пример. Предположим, что $C = C_1 = 20 \cdot 10^{-12}$ *ф*, а $R = 10^5$ *ом*. Тогда отношение L/R_1 должно быть равным $2 \cdot 10^{-6}$ *сек*. Выберем сначала $L = 4 \cdot 10$ *гн*. Тогда $R_1 = 2\,000$ *ом*. При этом собственная частота контура LC_1 составит $\omega_0/2\pi = 0{,}5$ *Мгц*, а добротность контура $Q = 7$. Поскольку собственная частота колебаний контура лежит в пределах рабочих частот, а добротность достаточно велика, то возможны искажения видеосигналов.

Выберем теперь меньшую величину индуктивности, чтобы переместить собственную частоту контура в область высших нерабочих частот. Пусть $L = 4 \cdot 10^{-6}$ *гн*, тогда $R_1 = 2$ *ом* и собственная частота составляет примерно 18 *Мгц*. Добротность контура примерно равна 220. Хотя собственная частота колебаний и высока, большое значение добротности приведет к тому, что искажения будут иметь место и в рабочем диапазоне частот.

Практически выбирают величину L так, чтобы собственная частота контура лежала выше верхней граничной частоты, но колебательный контур при этом демпфируют сопротивлением R_2.

В этом случае добротность эквивалентного контура

$$Q^2 = \frac{LC_1R_2(R_1 + R_2)}{(L + C_1R_1R_2)^2}, \qquad (35)$$

а собственная частота колебаний

$$\omega_0^2 = \frac{R_1 + R_2}{LC_1R_2}. \qquad (36)$$

Решая эти два уравнения совместно с выражением (34), находим, что

$$R_2 = \frac{1}{C_2} \frac{1}{\frac{\omega_0}{Q} - \frac{1}{CR}} \qquad (37)$$

и

$$L = \frac{R_2}{\omega_0^2 C_1 R_2 - \frac{1}{CR}}. \qquad (38)$$

Расчет схемы ведется по допустимому выбросу переходной характеристики и времени установления (связанным с верхней граничной частотой, как $t_у \approx 0{,}4/f_в$). На рис. 40 приведены графики, позволяющие по заданному $H^0/_0$ определить Q и обобщенное время $t'_у$, связанное с временем установления зависимостью

$$t'_у = \omega_0 Q t_у. \qquad (39)$$

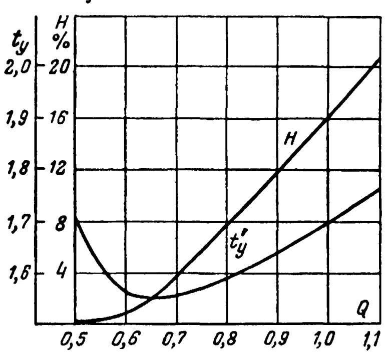


Рис. 40. График для расчета схем, приведенных на рис. 39 и 49.

Порядок расчета: 1) пользуясь графиком на рис. 40, по заданному выбросу определяют Q; 2) по известному Q, пользуясь тем же графиком, находят $t'_у$; 3) по известному $t'_у$, Q и заданному времени установления $t_у$ определяют по формуле (39) ω_0; 4) подсчитывают по формуле (37) R_2; 5) подсчитывают по формуле (38) L; 6) подсчитывают по формуле (34) R_1; 7) определяют величину выходного напряжения по формуле

$$U_с = SI_0 R \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (40)$$

Схема с емкостью. На практике используется также схема с реостатно-емкостным дифференцирующим контуром $C_ф R_ф$ (рис. 41), обеспечивающая линейно возрастающую

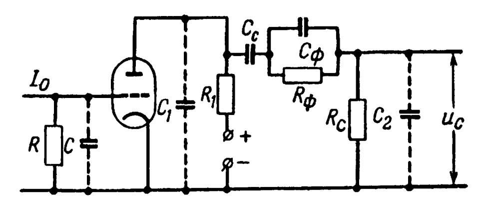


Рис. 41. Схема противошумовой коррекции с емкостью.

форму частотной характеристики, если выполняется условие

$$CR = C_ф R_ф. \qquad (41)$$

Емкость переходного конденсатора $C_с$ выбирается обычным путем с точки зрения допустимости искажений на низких частотах. Нужно только иметь в виду, что постоянная времени заряда-разряда $C_с$ определяется не только сопротивлением $R_с$, но также и сопротивлением корректирующей цепи (практически только $R_ф$).

Емкость корректирующей цепи следует выбирать по возможности меньшей, обычно в пределах

$$C_ф = (1 \div 2)(C_1 + C_2). \qquad (42)$$

Суммарное сопротивление $R_1 + R_с$ находится по заданному времени установления $t_у$ по формуле

$$R_1 + R_с = \frac{R_ф}{\frac{2,2C_ф R_ф}{t_у} - 1}. \qquad (43)$$

Отношение между $R_с$ и R_1 должно соответствовать пропорции

$$\frac{R_с}{R_1} \approx \frac{C_1}{C_2}. \qquad (44)$$

В правильно сконструированной схеме должны обеспечиваться неравенства

$$R_с < \frac{t_у}{2,2C_2} \text{ и } R_1 < \frac{t_у}{2,2C_1}.$$

Выходное напряжение в такой схеме подсчитывается по формуле

$$U_с = \frac{SI_0 R R_1 R_с}{R_1 + R_ф + R_с}. \qquad (45)$$

НИЗКОЧАСТОТНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ

Выше было указано, что ограниченная величина постоянной времени цепочки межкаскадной связи, состоящей из разделительного конденсатора $C_с$ и сопротивления утечки

сетки R_c, приводит к уменьшению коэффициента усиления на низких частотах и к появлению на этих частотах фазовых сдвигов. Уменьшение усиления в области низких частот и наличие фазовых сдвигов в совокупности проявляются в том, что поданный на вход усилителя перепад напряжения $u_{вд}=U$ на выходе по достижении максимального значения SRU медленно спадает, как это показано на рис. 17. Крутизна спада определяется постоянной времени C_c и R_c. Чем больше C_cR_c, тем медленнее спадает напряжение.

Однако желательно, чтобы конденсатор C_c как деталь был по возможности меньших габаритов, ибо большие конденсаторы обладают значительной распределительной емкостью относительно шасси, что приводит к уменьшению усиления на высоких частотах. Емкость небольших по габаритам переходных конденсаторов, используемых в широкополосных усилителях, не превышает 0,01—0,05 *мкф*. Увеличение C_cR_c за счет выбора очень большого R_c (порядка десятков мегом) также не рекомендуется, так как при больших R_c положение рабочей точки становится неустойчивым, появляются искажения формы сигналов. Величины применяемых R_c редко превышают 0,5 *Мом*, т. е. наибольшая постоянная времени C_cR_c составляет примерно 0,025 *сек*. Это означает, что сигнал длительностью 0,01 *сек*, соответствующий, например, кадру телевизионного изображения, в котором одна горизонтальная половина светлая, а другая—темная, спадает к окончанию импульса на 32% своей первоначальной величины (рис. 19,*б*). Подобные искажения приводят к неравномерному распределению яркости на экране телевизора.

В некоторых случаях применяются так называемые „усилители постоянного тока", в которых связь между нагрузкой одного каскада и сеточной цепью другого осуществляется непосредственно гальванической связью. Практика эксплуатации подобных приборов показывает, что они весьма нестабильны в работе и требуют сложных источников питания.

Низкочастотные искажения в широкополосных усилителях компенсируются с помощью фильтров, содержащих один или несколько реактивных элементов. Наибольшее распространение благодаря простоте и надежности получила схема с RC-фильтром в анодной цепи (рис. 42). Рассмотрим эквивалентную схему каскада в области низких частот

(рис. 42,*б*). Допустим, что $R_ф$ очень велико и потому оно существенно не влияет на процесс заряда $C_ф$. При подаче на вход перепада напряжения $u_{вх}=U$ в анодной цепи начинает протекать ток, равный SU. В первый момент после включения сопротивления конденсаторов $C_с$ и $C_ф$ весьма малы, и выходное напряжение, как и в схеме без компенсации, приблизительно равно SRU. По мере заряда $C_с$ его сопротивление возрастает, и часть напряжения, приложен-

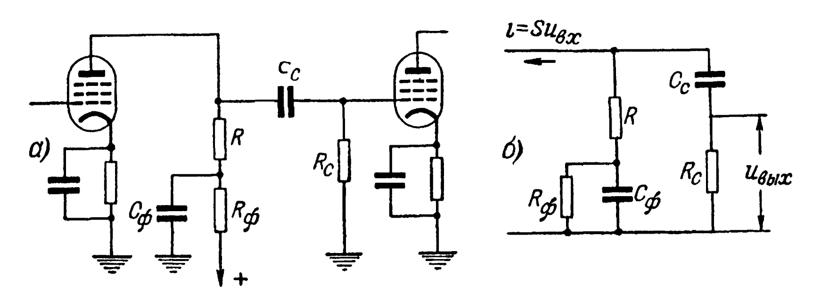


Рис. 42. Принципиальная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы каскада с низкочастотной компенсацией.

ного к делителю $C_сR_с$, появляется на конденсаторе. Однако конденсатор $C_ф$ тем временем, также заряжается, его сопротивление по мере заряда увеличивается, напряжение на $C_ф$ возрастает, и поэтому на последовательном соединении R—$C_ф$ увеличивается общее падение напряжения.

Увеличение с течением времени подводимого к $C_сR_с$ напряжения замедляет скорость спадания выходного напряжения.

Задачей компенсации является поддержание выходного сигнала длительное время неизменным. Если сопротивление $R_ф$ достаточно велико, то это возможно в том случае, когда постоянная времени заряда конденсатора $C_ф$ равна постоянной времени заряда конденсатора $C_с$. Таким образом, равенство

$$C_фR=C_сR_с \tag{46}$$

является условием правильной компенсации низкочастотных искажений. Из этого равенства можно определить величину $C_ф$.

Возникает вопрос о том, как долго выходное напряжение может поддерживаться постоянным. Это зависит от величины $R_ф$, которое до сих пор мы считали большим. В реальной схеме выполнить $R_ф$ очень большим нельзя, так как по этому сопротивлению протекает постоянная составляющая анодного тока; чем больше $R_ф$, тем меньше постоянное напряжение на аноде лампы. Практически $R_ф$

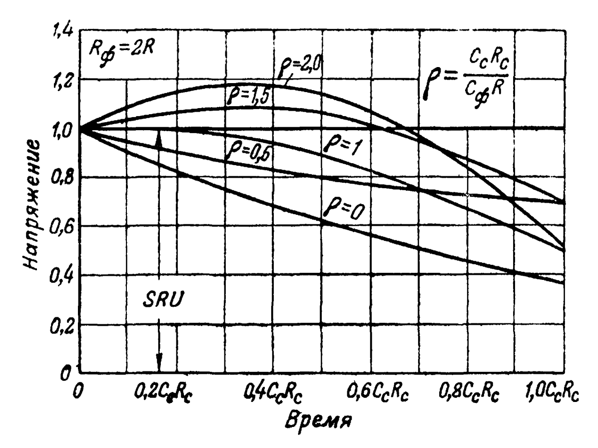


Рис. 43. Зависимость формы выходного напряжения от отношения постоянных времени.

(в широкополосных усилителях) не выбирают бо́льшим, чем 2—5R. Следовательно, напряжение сигнала в анодной цепи не увеличивается безгранично, а стремится к конечной величине. Поэтому через определенный промежуток времени увеличение сопротивления конденсатора $C_с$ все же приведет к спаданию выходного напряжения.

Графически зависимость выходного напряжения от $C_фR$ для случая, когда $R_ф = 2R$, представлена на рис. 43. Отношение $C_сR_с/C_фR$ обозначено символом ρ. В том случае, когда выполняется условие (46), т. е. $\rho = 1$, некоторое время выходное напряжение изменяется очень медленно, и спад напряжения значительно меньше, чем в случае некомпенсированного каскада ($\rho = 0$). На том же графике показано, к каким результатам приводит невыполнение условия (46). Если $C_фR$ больше, чем $C_сR_с$ ($\rho < 1$), то выравнивание формы выходного напряжения не очень велико. Если же $C_фR$ меньше, чем $C_сR_с$, то относительно быстрый заряд

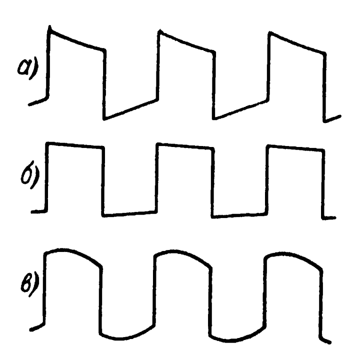


Рис. 44. Изменение формы импульсных сигналов схемой с низкочастотной компенсацией.

а — без компенсации; *б* — параметры выбраны правильно; *в* — параметры выбраны неправильно.

$C_ф$ приводит к тому, что верхняя часть кривой выходного напряжения становится менее равномерной; сначала выходное напряжение возрастает до значений превышающих SRU, а затем более круто начинает спадать, т. е. искажения увеличиваются. Исправление формы импульсных сигналов в данной схеме иллюстрируется на рис. 44.

При выполнении условия (46) спад напряжения уменьшается в 5 раз по сравнению с некомпенсированной схемой. Это справедливо для случаев, когда длительность сигналов не превышает 0,5—$0{,}6C_cR_c$.

Если сопротивление $R_ф$ выбрать равным не $2R$, а бо́льшим, то при выполнении условия $\rho = 1$ кривая выходного напряжения станет еще более равномерной, чем показано на рис. 43.

Пример. Известны следующие данные: лампа 6Ж4, анодное нагрузочное сопротивление, установленное из условия допустимых высокочастотных искажений, равно 3 000 *ом*, напряжение выпрямителя 350 *в*. Выбраны значения C_c и R_c, как максимальные рекомендуемые: $C_c = 0{,}05$ *мкф*, $R_c = 0{,}5$ *Мом*.

Требуется определить: величины $R_ф$ и $C_ф$, падение напряжения на $R_ф$ и относительный спад напряжения для импульсного сигнала с максимальной длительностью 0,01 *сек*.

По справочнику находим рекомендуемый режим питания: смещение на сетку — 2 *в*, напряжение источника питания 300 *в*; там же находим, что анодный ток при напряжении 300 *в* и сеточном смещении 2 *в* равен 10 *ма*.

Выбираем сопротивление $R_ф = 5R$, т. е. $R_ф = 15\,000$ *ом*. Тогда на этом сопротивлении напряжение будет $15\,000 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 150$ *в*, и действующее напряжение источника снизится до $350 - 150 = 200$ *в*, что меньше, чем рекомендуемое в справочнике значение. Поэтому устанавливают в схему $R_ф = 2R$, т. е. $R_ф = 6\,000$ *ом*. В этом случае падение напряжения на сопротивлении составит 60 *в*, и действующее напряжение источника почти равно рекомендуемому (290 *в*). Из условия (46) определяем $C_ф$:

$$C_ф = \frac{C_cR_c}{R} = \frac{0{,}05 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{6}}{3\,000} \approx 8 \text{ мкф}.$$

Относительный спад напряжения на вершине для схемы без компенсации находим из уравнения (10)·

$$p_1 = \frac{\tau}{C_с R_с} = \frac{0,01}{0,025} = 0,4, \text{ т. е. } 40\%.$$

Так как длительность импульса, равная 0,01 *сек*, меньше, чем $0,5 C_с R_с$ (0,0125 *сек*), то относительный спад напряжения на вершине не превысит $40/5 = 8\%$

На рис. 45 приведена принципиальная схема каскада, в котором одновременно с низкочастотной осуществляется сложная высокочастотная компенсация.

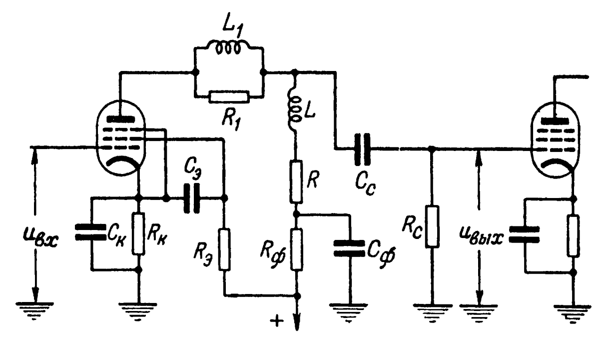


Рис. 45. Принципиальная схема усилительного каскада с высокочастотной и низкочастотной компенсацией.

Иногда фильтр $C_ф R_ф$ устанавливается для компенсации низкочастотных искажений, имеющихся за счет других элементов схемы — реактивной нагрузки в цепи катода и экранирующей сетки, а также для компенсации низкочастотных искажений в других каскадах устройства.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

В широкополосных усилителях может иметь место как отрицательная обратная связь (противосвязь), снижающая общий усилительный эффект, так и положительная обратная связь. Несмотря на то, что положительная связь увеличивает усилительную способность схемы, наличие ее подчеркивает все дефекты устройства. Неравномерности

частотных и фазовых характеристик, выброс на вершине переходной характеристики, имеющиеся нелинейные искажения и т. д. — все эти искажения проявляются в большей мере при наличии положительной обратной связи.

Противосвязь в ряде случаев из-за уменьшения усиления нежелательна, однако другие достоинства схем с противосвязью указывают на преимущества их использования В ряде схем противосвязь применяется для компенсации искажений или для других целей, как, например, при работе усилителя на кабель.

В обычном усилительном каскаде противосвязь возникает в связи с тем, что в цепи катода устанавливается реостатно-емкостная цепочка, создающая требуемое для нормальной работы смещение на сетку. В усилителях, собранных на пентодах (тетродах), устанавливаемые в цепи экранирующих сеток сопротивления также приводят к эффекту противосвязи

КАТОДНАЯ НАГРУЗКА

Влияние цепочки автоматического смещения, установленной в катоде, состоящей из конденсатора $C_к$ и сопротивления $R_к$ (рис. 12,*а*), сводится к тому, что, помимо постоянного напряжения, образующегося за счет постоянной составляющей анодного тока, на конденсаторе в зависимости от величины $C_к R_к$ создается переменное падение напряжения, полярность которого такова, что мгновенное значение потенциала катода относительно земли совпадает с мгновенным значением потенциала сетки относительно земли. Так как действующее между сеткой и катодом переменное напряжение $U_{с к}$ в любой момент времени является суммой входного напряжения и напряжения на конденсаторе, а при сложении в цепи сетка—земля—катод (рис. 12,*а*; мгновенные значения переменных напряжений для некоторого момента времени обозначены знаками в скобках) полярность их обратна, то действующее напряжение $U_{с к}$ меньше, чем подводимое. Следовательно, меньше анодный ток, напряжение на выходе и коэффициент усиления каскада. Здесь имеет место противосвязь.

Для того чтобы уменьшить влияние цепи автоматического смещения, необходимо, чтобы постоянная времени $C_к R_к$ была значительно больше, чем продолжительность самого длительного из усиливаемых сигналов. В этом слу-

чае за время действия сигнала напряжение на конденсаторе под влиянием происшедшего изменения анодного тока не успеет значительно измениться. Сопротивление конденсатора на самой низкой из усиливаемых частот должно быть значительно меньше, чем $R_к$. В этом случае на параллельном соединении $R_к$ и $C_к$ переменная составляющая анодного тока не создаст большого падения напряжения, и уменьшение действующего сеточного напряжения будет незначительным.

Очевидно, что в данном случае противосвязь будет увеличиваться с уменьшением частоты. Для того чтобы выяснить, каково же предельное уменьшение усиления при увеличении длительности сигналов, положим, что постоянная времени $C_кR_к$ значительно меньше, чем длительность усиливаемых сигналов, или положим, что конденсатор $C_к$ вовсе отсутствует. Тогда действующее на сетке напряжение будет равно разности между $u_{вх}$ и падением напряжения переменной составляющей анодного[1] тока на сопротивлении $R_к$, т. е. $u_с = u_{вх} - iR_к$. Анодный ток определится, как $i = Su_с$; выходное напряжение, если пренебречь влиянием $C_сR_с$, будет $u_{вых} = SRu_с$ или после несложных преобразований

$$u_{вых} = \frac{SR}{1 + SR_к} u_{вх}.$$

Последнее выражение показывает, что выходное напряжение и коэффициент усиления

$$K_к = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{SR}{1 + SR_к} \tag{47}$$

в схеме с сопротивлением в цепи катода будут меньше, чем при наличии конденсатора с большой емкостью, шунтирующего это сопротивление.

Пример. При $S = 10$ *ма/в*, $R = 1\,000$ *ом*; $R_к = 100$ *ом* коэффициент усиления уменьшится с 10 при шунтированном сопротивлении до 5 при отсутствии конденсатора или при наличии конденсатора малой емкости

---

[1] Точнее, катодного тока, который является суммой анодного и экранного токов Однако для простоты рассуждений считаем, что экранный ток значительно меньше анодного и им можно пренебречь, т. е. считаем, что лампа — триод

Какова бы ни была емкость конденсатора $C_к$, через некоторый промежуток времени после подачи перепада напряжения $u_{вх}=U$, практически через $3C_к R_к$, выходное напряжение от максимального SRU уменьшится до значения, определяемого вышеприведенной формулой. Таким образом, действие цепи автоматического смещения подобно действию цепи $C_с R_с$, за исключением того, что под влиянием цепи смещения выходное напряжение падает не до нуля, а до некоторого предельного значения. Расчет цепочки ведется из соображений значительного превышения постоянной времени $C_к R_к$ над максимальной длительностью усиливаемых сигналов.

Величина сопротивления $R_к$ устанавливается как частное от деления требуемого напряжения смещения на постоянную составляющую анодного тока.

Емкость конденсатора $C_к$ определяется по допустимому относительному спаду напряжения на вершине импульса $p_к$:

$$C_к = \tau \frac{S}{p_к}, \tag{48}$$

где τ — длительность импульса.

Например, если $p_к=0,5$, $S=5\cdot 10^{-3}$ *а/в* и $\tau=0,02$ *сек*, то $C_к=2\,000$ *мкф*. Хотя подобные конденсаторы (для низких рабочих напряжений) и изготовляются, но их габариты и стоимость велики, поэтому конденсаторы такой величины редко устанавливаются в схемы.

КОМПЕНСАЦИЯ ПРОТИВОСВЯЗЬЮ

Таким образом, цепь автоматического смещения приводит к появлению низкочастотных искажений.

Если выбрать нагрузочное сопротивление в соответствии с формулой

$$R' = R(1 - SR_к), \tag{49}$$

где R — нагрузочное сопротивление, установленное обычным методом из соображений заданной полосы пропускания, R' — сопротивление, которое необходимо установить в схему, а емкость конденсатора $C_к$ в цепи смещения определяется в соответствии с формулой

$$C_к = C \frac{R(1 + SR_к)}{R_к}; \tag{50}$$

где C — суммарная распределенная емкость анодной цепи, то в этом случае усилительный каскад для любой частоты (в том числе и для высокой) по своим свойствам не будет отличаться от рассмотренного ранее усилительного каскада.

Пример. Дополним данные ранее приведенного примера: $C = 30$ *пф*; $R = 1\,000$ *ом*. Вычислим по формулам (49) и (50)

$$R' = 1\,000\,(1 + 10 \cdot 10^{-3} \cdot 100) = 2\,000 \text{ ом}$$

и

$$C_к = 30 \frac{2\,000}{100} = 600 \text{ пф}.$$

Таким образом, увеличение нагрузочного сопротивления в 2 раза и установка малого конденсатора позволили отказаться от использования конденсатора большой емкости и получить те же усиление и полосу частот.

Физическая сущность этого метода заключается в следующем. Для того чтобы скомпенсировать уменьшение усиления за счет противосвязи при устранении из цепи катода большого шунтирующего конденсатора, пришлось увеличить нагрузочное сопротивление. Однако при этом на более низких частотах сказывается шунтирующее действие распределенной емкости C. Установим в цепь катода небольшой конденсатор. Тогда в области низких и средних частот его действие ничем не проявляется. Но ведь на этих частотах не влияет и распределенная емкость C, а на высоких частотах — там, где сказывается распределенная емкость, уменьшится сопротивление конденсатора $C_к$ и, следовательно, уменьшится противосвязь. Таким образом, частотно-зависимая противосвязь скомпенсировала искажения, вносимые распределенной емкостью, и позволила тем самым отказаться от использования большого конденсатора. Применять этот метод можно лишь в тех случаях, когда сопротивление анодной нагрузки не очень велико. В противном случае при увеличении нагрузочного сопротивления на нем будет большое падение напряжения постоянной составляющей анодного тока, и в связи с этим уменьшится анодное напряжение.

Метод компенсации катодной противосвязью можно применить для создания подъема частотной характеристики в области высоких частот в тех случаях, когда это может понадобиться, например, для компенсации искажений других каскадов устройства. Подобное изменение характеристики осуществляется путем некоторого уменьшения

нагрузочного сопротивления по сравнению с тем значением, которое получается по формуле (49), т е ценой потери в усилении при заданной полосе частот.

КАТОДНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ

Большое распространение получила схема, в которой выходное напряжение снимается с катодной нагрузки, а нагрузочное сопротивление в цепи анода вовсе отсутствует (рис 46) Эта схема называется «катодным повторителем»[1]

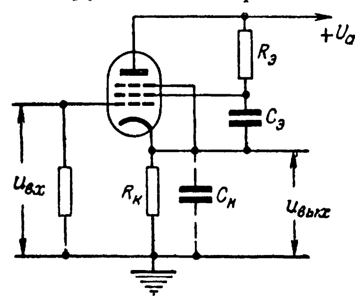


Рис. 46. Схема катодного повторителя.

Основная особенность схемы заключается в том, что в ней осуществляется полная обратная связь, т е. все переменное напряжение, которое действует на нагрузке, действует во входной цепи. Снимаемое напряжение $u_{вых}$ в этом случае не может быть больше входного, приложенного между сеткой и землей. Коэффициент усиления катодного повторителя

$$K_{к\,п}=\frac{u_{вых}}{u_{вх}}=\frac{SR_к}{1+SR_к} \qquad (51)$$

меньше, чем коэффициент усиления каскада с анодной нагрузкой при тех же значениях емкости и сопротивления в $(1+SR_к)$ раз и всегда меньше единицы. Так, например, если $R_к=1\,000$ *ом*, $S=10$ *ма/в*, то $K_{к\,п}=0{,}91$; при $R_к=100$ *ом* и той же крутизне $K_{к\,п}=0{,}5$.

Рассмотрим вкратце особенности схемы.

1. Верхняя граничная частота катодного повторителя при одинаковых значениях емкости и сопротивления значительно выше, чем у обычного каскада. Полоса расширяется во столько же раз, во сколько уменьшается коэффициент усиления:

$$f_{в\,к}=\frac{1+SR_к}{2\pi C_к R_к}\,. \qquad (52)$$

[1] Такое название схема получила потому, что на выходе повторяется форма сеточного напряжения в отличие от обычного усилительного каскада, который изменяет полярность.

Произведение коэффициента усиления на полосу пропускания остается то же, что и у каскада с нагрузкой в аноде. В этом нетрудно убедиться, перемножив соответственно правые и левые части выражений (51) и (52). Однако ввиду того, что коэффициент усиления катодного повторителя меньше единицы, полоса при той же лампе и тех же значениях R и C получается более широкой. Так, например, если $R_к = 2\,000$ *ом*, $C = 30$ *пф* и $S = 5$ *ма/в*, то $f_{в.к} = 30$ *Мгц*. При этом $K_{к\,п} = 0{,}91$. Если нагрузочное сопротивление в 2 000 *ом* установить в аноде той же лампы при том же значении емкости, мы получим $f_в = 2{,}7$ *Мгц* и $K = 10$.

Предположим, что нагрузка каскада носит емкостный характер и величина этой емкости равна 300 *пф*, задана общая полоса 3 *Мгц*. Рассмотренный пример для случая с нагрузочным сопротивлением в катоде как раз подходит для обеспечения заданных условий. Действительно, при $S = 5$ *ма/в*, $R_к = 2\,000$ *ом*, $C_к = 300$ *пф* $f_{в.к}$ в соответствии с выражением (49) равно 3 *Мгц*, а $K_{к\,п} = 0{,}91$. По формуле (8) находим, что $R = 176$ *ом*. При $S = 5$ *ма/в* получаем $K = 0{,}89$, т. е. немного меньшее, чем в случае применения катодного повторителя.

2. Произведение максимально возможного напряжения на полосу частот в катодном повторителе при той же лампе больше, чем это произведение при включении нагрузочного сопротивления в анодную цепь:

$$U_{mк}\,\Delta f_1 = \frac{\Delta I}{2\pi C_к}(1 + SR_к). \qquad (53)$$

Так, например, при $C = 300$ *пф*, $S = 5$ *ма/в* катодный повторитель при $R_к = 2\,000$ *ом* и каскад с нагрузкой в аноде при $R = 176$ *ом* приблизительно эквивалентны по усилению и полосе частот. Допустим, что $\Delta I = 20$ *ма*. Тогда максимальное напряжение на катодной нагрузке составит 40 *в*, а на анодной нагрузке — только 3,5 *в*.

Таким образом, в случае широких полос и емкостных нагрузок применение катодного повторителя дает значительный выигрыш в величине снимаемого напряжения.

3. При работе усилителя на коаксиальный кабель последний необходимо нагружать на приемном конце на сопротивление, равное волновому сопротивлению кабеля. Неискаженная работа обеспечивается также в том случае,

когда внутреннее сопротивление каскада как генератора э д. с. равно волновому. Волновые сопротивления практически используемых кабелей находятся в пределах от 70 до 110 *ом*. Очень удобно в этом случае использовать катодный повторитель, так как его внутреннее сопротивление примерно равное $1/S$, при применении типовых ламп 6Ж4,

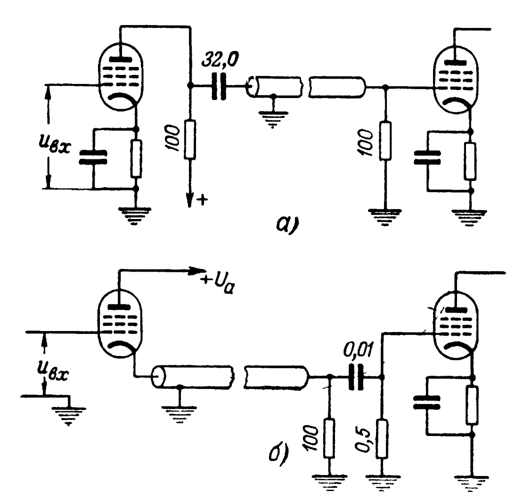


Рис. 47. Соединение усилителей длинным коаксиальным кабелем.

6П9 почти совпадает с волновым сопротивлением распространенных кабелей.

Если подключить кабель к анодной цепи, то для согласования необходимо установить нагрузочные сопротивления, равные волновому, в анодной цепи лампы и на конце кабеля (рис. 47,*а*). Кроме того, перед кабелем необходимо установить разделительный конденсатор, для того чтобы кабель не был под высоким напряжением источника питания. Если к системе предъявляется требование неискаженного воспроизведения низких частот, то величина конденсатора получается настолько большой, что его трудно изготовить.

Предположим, что волновое сопротивление равно 100 *ом* и $f_н = 50$ *гц*. Тогда по формуле (6) находим.

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_н R_c} = \frac{2}{2\pi \cdot 50 \cdot 100} = 32 \text{ мкф}.$$

Подобный конденсатор для высоких напряжений представляет собой громоздкую и дорогостоящую деталь.

При использовании катодного повторителя кабель можно непосредственно подключить между катодом и землей, как показано на рис. 47,*б*.

4. Катодный повторитель обладает меньшей входной емкостью, чем каскад с нагрузкой в аноде. Для каскада с нагрузкой в аноде при использовании триода $C_{вх} = C_{с\,к} + C_{с\,а}(1+K)$, а при использовании пентода $C_{вх} \approx C_{с.к} + C_{c_1c_2}$, где $C_{с\,к}$ — межэлектродная емкость сетка—катод; $C_{с\,а}$ — сетка—анод; $C_{c_1c_2}$ — емкость между управляющей и экранирующей сетками, примерно равная $C_{с\,а}$. Для катодного повторителя $C_{вх} = C_{с\,а} + C_{с\,к}(1-K)$ (триод) и $C_{вх} \approx C_{c_1c_2} + C_{с\,к}(1-K)$ (пентод).

Так как коэффициенты усиления повторителей обычно близки к единице, то $C_{с\,к}(1-K)$ становится ничтожно малой величиной и $C_{вх}$ в основном определяется $C_{с\,а}$ (триод) и $C_{c_1c_2}$ (пентод), т. е. примерно в 2 раза меньше, чем $C_{вх}$ каскада с нагрузкой в аноде.

Следовательно, от предыдущего каскада можно получить несколько большее усиление.

ЦЕПЬ ЭКРАНИРУЮЩЕЙ СЕТКИ

При рассмотрении в предшествующих параграфах усилительных схем, выполненных на пентодах, предполагалось, что потенциал экранирующей сетки относительно катода лампы не меняется в процессе работы и не зависит от величины и формы усиливаемых сигналов. Это справедливо в том случае, когда постоянная времени цепи экранирующей сетки, состоящей из гасящего сопротивления и шунтирующего конденсатора, значительно больше, чем длительность наиболее продолжительных усиливаемых сигналов или, иначе, когда сопротивление конденсатора $C_э$ (рис. 12, *а*) на самой низкой из усиливаемых частот меньше, чем сопротивление $R_э$.

Влияние нагрузки в цепи экранирующей сетки сводится к тому, что под действием входного сигнала изменяется потенциал экранирующей сетки и снижается коэффициент усиления схемы. Эквивалентное нагрузочное сопротивление определяется сопротивлением параллельно соединенных $C_э$ и $R_э$. На низких частотах сопротивление будет бо́льшим,

чем на высоких. Следовательно, на низких частотах будут большие частотные и фазовые искажения.

Катод, управляющую и экранирующую сетки и внешнюю цепь экранирующей сетки можно рассматривать как схему с трехэлектродной лампой, т. е. можно ввести понятие о коэффициенте усиления (лампы) по экранирующей сетке $\mu_э$, крутизне характеристики экранного тока $S_э$ и внутреннем сопротивлении лампы по экранирующей сетке $R_{iэ}$. Крутизна характеристики $S_э$, например, показывает, на сколько изменится экранный ток при изменении напряжения на управляющей сетке на 1 *в*; коэффициент усиления $\mu_э$ показывает, во сколько раз больше должно быть изменение напряжения на экранирующей сетке, чем изменение на управляющей сетке, чтобы вызвать одинаковое изменение тока лампы.

Например, для лампы 6Ж4 $\mu_э = 50$, $S_э = 2{,}8$ *ма/в*, $R_{iэ} = 18\,000$ *ом*; для 6П9 $\mu_э = 25$, $S_э = 2{,}6$ *ма/в*, $R_{iэ} = 10\,000$ *ом*; для 6Ж3П $\mu_э = 50$, $S_э = 1{,}5$ *ма/в*, $R_{iэ} = 33\,000$ *ом* и т. д.

Изменение напряжения на экранирующей сетке эквивалентно изменению напряжения на управляющей сетке, только уменьшенному в $\mu_э$ раз. Следовательно, при увеличении сигнала на входе уменьшится напряжение на экранирующей сетке и как бы уменьшится действующее на изменение анодного тока входное напряжение. Анодный ток уже не будет определяться как произведение входного напряжения на крутизну характеристики — он будет меньше, чем это произведение. Поэтому уменьшится и коэффициент усиления лампы. Его можно выразить в виде

$$K_э = \frac{SR}{1 + \frac{Z_э}{R_{iэ}}} = \frac{K}{1 + \frac{Z_э}{R_{iэ}}}, \qquad (54)$$

где $Z_э = R_э / \sqrt{1 + (2\pi f C_э R_э)^2}$. Последнее выражение показывает, что чем ниже частота, тем меньше усиление при данных $R_э$ и $C_э$, или чем меньше постоянная времени $C_э R_э$, тем меньше усиление.

Емкость конденсатора $C_э$ можно подсчитать по формуле:

$$C_э = \frac{\tau}{p_э R_{iэ}}, \qquad (55)$$

где $p_э$ — относительный спад напряжения на вершине импульса длительностью τ, вызываемый реактивными параметрами в цепи экранирующей сетки.

Сопротивление $R_э$ следует выбирать при этом в соответствии с неравенством

$$R_э \geqslant \frac{\tau}{0{,}1C_э - \frac{\tau}{R_{iэ}}}. \qquad (56)$$

Так, например, если $\tau = 0{,}01$ *сек*, $p_э = 0{,}05$ и $R_{iэ} = 30\,000$ *ом*, то $C_э \approx 7$ *мкф*, а $R_{iэ} \geqslant 25\,000$ *ом*.

В тех случаях, когда требуется неискаженное воспроизведение очень низких частот, ток экранирующей сетки может быть использован для компенсации искажений, вызываемых цепью экранирующей сетки и цепью катода.

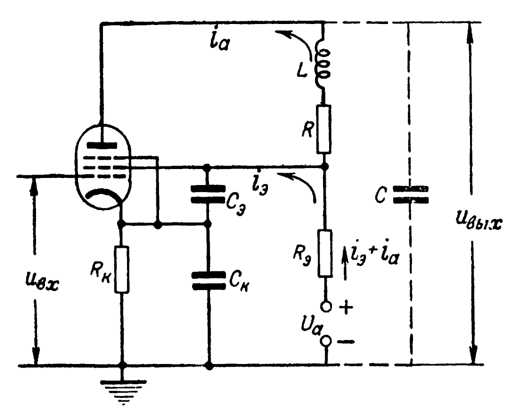


Рис. 48. Компенсация искажений в схеме осуществляется током экранирующей сетки.

В этом случае сопротивление $R_э$ включается последовательно с нагрузочным сопротивлением R (рис. 48), а конденсатор $C_э$, замыкающий экранирующую сетку на катод, выбирают таким чтобы его сопротивление было малым только на средних и высоких частотах. На высоких и средних частотах схема ничем не отличается от обычной схемы с высокочастотной компенсацией. Переменные составляющие анодного и экранного токов замыкаются конденсатором $C_э$

на катод. На низких частотах, когда сопротивления конденсаторов $C_э$ и $C_к$ возрастают, должно было бы снизиться усиление схемы из-за действия противосвязи в цепи катода и в цепи экранирующей сетки Однако это не происходит, так как на низких частотах анодный и экранный токи создают падение напряжения на сопротивлении $R_э$ а это падение напряжения является частью снимаемого выходного напряжения. Таким образом, происходит компенсация уменьшения усиления из-за противосвязи

Схема в области средних частот может дать такое же усиление, как обычная схема, равное SR, если коэффициент усиления лампы по экранирующей сетке $\mu_э$ больше, чем SR, поэтому применение схемы целесообразно в тех случаях, когда коэффициент усиления каскада не очень большой, т. е. когда нужно воспроизводить не только самые низкие частоты но и высокие Элементы схемы R и L подбираются обычным путем в зависимости от верхней граничной частоты и допустимого выброса переходной характеристики. $R_к$ должно быть таким, чтобы обеспечить требуемое смещение на управляющую сетку. Величина $R_э$ определяется по формуле

$$R_э = R_к \left[\frac{(1+\mu_э) SR}{\mu_э - SR} \right]$$

Конденсатор в цепи катода $C_к \approx 100 C$ Конденсатор в цепи экранирующей сетки $C \approx 10 C_к$.

Такая схема обеспечивает неискаженное воспроизведение сигналов от самых низких частот до верхней граничной частоты и не требует дорогостоящих деталей с большими габаритами

ДВУХКАСКАДНАЯ СХЕМА С ПРОТИВОСВЯЗЬЮ

В заключение рассмотрим схему двухкаскадного широкополосного усилителя с отрицательной обратной связью (рис. 49)

Отличие этой схемы от схемы обычного двухкаскадного реостатного усилителя состоит в том, что между анодом первой и анодом второй лампы включено сопротивление R_2 Поэтому воздействующее на изменение анодного тока сеточное напряжение второй лампы зависит не только от величины анодного тока первой лампы, но также и от ве-

личины анодного тока второй лампы. Результирующее напряжение на сетке второй лампы поэтому не возрастает в той мере, как это было бы при отсутствии обратной связи. Здесь действие обратной связи приводит к **уменьшению** коэффициента усиления схемы

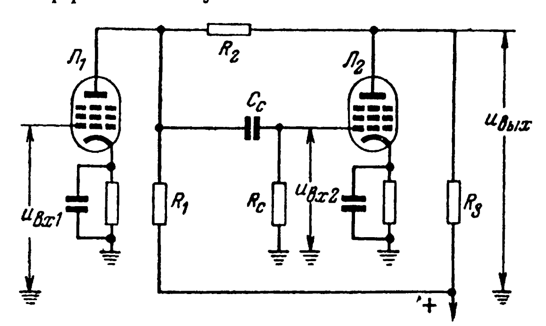


Рис 49. Схема двухкаскадного усилителя с отрицательной обратной связью

Коэффициент усиления рассматриваемой схемы в области средних частот, т. е. в области тех частот, где влиянием шунтирующих распределенных емкостей и разделительной цепи $C_c R_c$ можно пренебречь, определяется по формуле

$$K_0 = \frac{S_1 R_1 R_3 (S_2 R_2 - 1)}{R_1 + R_2 + R_3 + S_2 R_1 R_3} . \qquad (57)$$

В этой формуле S_1 — крутизна характеристики первой, а S_2 — крутизна характеристики второй лампы.

При отсутствии отрицательной обратной связи ($R_2 = \infty$) коэффициент усиления той же двухкаскадной схемы был бы равен $K_2 = S_1 S_2 R_1 R_3$.

Для окончательного суждения о достоинствах или недостатках схемы необходимо установить частотные свойства двухкаскадного усилителя в области высоких частот. На высоких частотах начинает сказываться шунтирующее действие распределенной емкости C_1 (первого каскада) и емкости C_2 (второго каскада); это приводит к уменьшению коэффициента усиления схемы. Однако в связи с тем, что на высоких частотах сопротивление разветвления R_1—C_1 становится меньшим, чем на низких или средних частотах, доля напряжений обратной связи, приходящаяся на эквивалентное сопротивление разветвления $R_1 C_1$, становится все меньше и меньше Пусть, например,

$u_{вых}=50$ *в*, $R_1=800$ *ом*, а $R_2=3\,200$ *ом*; тогда напряжение обратной связи, приходящееся на R_1 (в области средних частот), составит $800/(3\,200+800)=1/5$ часть общего падения напряжения, т. е. 10 *в*. На некоторой высокой частоте наличие емкости C_1 приведет к тому, что величина эквивалентного сопротивления станет равной, например, 400 *ом*. Тогда на этой частоте напряжение отрицательной обратной связи составит только $400/(3\,200+400)=1/9$ часть общего падения напряжения, т. е. 5,2 *в*.

Таким образом, одновременно с уменьшением коэффициента усиления за счет влияния распределенных емкостей уменьшается также величина отрицательной обратной связи, что в свою очередь приводит к росту коэффициента усиления схемы. В результате происходит выравнивание коэффициента усиления в области высоких частот, т. е. расширение полосы частот.

Расчет схемы ведется с помощью графиков (рис. 40) и формул, приводимых ниже. На графике построены две кривые: „обобщенного времени установления“ $t'_у$ и выброса переходной характеристики H в зависимости от „добротности“ схемы.

„Добротность“ связана с параметрами схемы следующим образом:

$$Q=\frac{\omega_0 R_2 C_1}{1+\frac{C_1}{C_2}+\frac{R_2}{R_1}\left(1+\frac{C_1}{mC_2}\right)}, \qquad (58)$$

где

$$\omega_0=\sqrt{\frac{R_1(1+m)+R_2+S_2 m R_1^2}{mC_1C_2R_1^2R_2}}. \qquad (58а)$$

В этих формулах $m=R_3/R_1$.

«Обобщенное время установления» связано с временем установления формулой (39).

При расчете должны быть известны: время установления, допустимый выброс переходной характеристики, S_1, S_2, C_1, C_2. Кроме того, необходимо задаться величиной m; последняя выбирается произвольно от 1 до 5.

Порядок расчета: 1) пользуясь соответствующей кривой на рис. 44, по известному H определить Q; 2) пользуясь второй кривой, по полученному значению Q определить $t'_у$; 3) зная Q, $t_у$, $t'_у$ и используя формулу (39), определить

ω_0; 4) используя уравнения (58) и (58а) с двумя неизвестными R_1 и R_2, определить последние; 5) подсчитать по формуле (57) коэффициент усиления.

Пример расчета. Заданы следующие величины: $t_у = 2 \cdot 10^{-8}$ *сек*; $H = 1\%$; $S_1 = S_2 = 10$ *ма/в*; $C_1 = C_2 = 20$ *пф*. По графику на рис. 40 определяем, что Q, соответствующее выбросу в 1%, равно 0,6. Пользуясь второй кривой на том же графике, определяем обобщенное время, соответствующее добротности 0,6; оно равно 1,56. Пользуясь формулой (39), определяем ω_0:

$$\omega_0 = \frac{1,56}{0,6 \cdot 2 \cdot 10^{-8}} = 1,30 \cdot 10^8.$$

Задаемся значением $m = 4$. После этого, пользуясь формулой 58а), определяем R_2:

$$R_2 = \frac{5R_1 + 0,04R_1^2}{0,262 \cdot 10^{-4} R_1^2 - 1}.$$

Подставляя выражения для R_2 в формулу для Q (58) и решая полученное уравнение, найдем, что $R_1 = 346$ *ом*. Тогда можно определить R_3:

$$R_3 = mR_1 = 1\,380 \text{ ом}.$$

Пользуясь написанным выше уравнением, связывающим R_2 с R_1, находим, что $R_2 = 3\,060$ *ом*. Коэффициент усиления двухкаскадной схемы определяем по формуле (57):

$$K_0 = \frac{346 \cdot 1\,380 \cdot 10^{-2} (3\,060 \cdot 10^{-2} - 1)}{346 + 3\,060 + 1\,380 + 346 \cdot 1\,380 \cdot 10^{-2}} = 14,7.$$

Для сравнения определим, какой коэффициент усиления даст некомпенсированный реостатный усилитель с заданным временем установления. Время установления каждого каскада должно быть в $\sqrt{2}$ раз меньше, т. е. $t_{у1} = 1,41 \cdot 10^{-8}$ *сек*. Воспользовавшись формулой $t_{у1} = 2,2RC$, найдем, что нагрузочные сопротивления в каждом из каскадов равны по 320 *ом*, т. е. коэффициент усиления каждого каскада (при использовании тех же ламп) равен 3,2, а двухкаскадного усилителя 10,2.

Остановимся на свойствах схемы в области низких частот. По мере уменьшения частоты падение напряжения на сопротивлении $R_с$, образованное током первой лампы, уменьшается, ибо увеличивается сопротивление конденсатора $C_с$. Однако доля напряжения отрицательной обратной связи, приходящаяся на $R_с$, также уменьшается по той же причине. Коэффициент усиления в области низких частот становится более равномерным. Искажения формы сигналов

уменьшаются, как будто постоянная времени разделительной цепи увеличена q раз; q можно определить по формуле:

$$q=1+\frac{S_2R_1R_3}{R_1+R_2+R_3}. \qquad (59)$$

Так, например, если использовать данные рассмотренного примера, то

$$q=1+\frac{346\cdot 1\,380\cdot 10^{-2}}{346+3\,060+1\,380}=2,$$

т. е. введение отрицательной обратной связи как бы увеличило в 2 раза постоянную времени $R_c C_c$.

ГЛАВА ПЯТАЯ

УСИЛИТЕЛИ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Соотношение (9) позволяет судить о максимальной ширине полосы пропускания, при которой уже нецелесообразно использовать схему как усилитель; последний столбец табл. 2 (стр. 34), вычисленной по соотношению (9), определяет, в сущности, ширину полосы пропускания в мегагерцах, при которой коэффициент усиления равен единице.

Соотношение (9) выведено для простой реостатной схемы. В гл. 3 было установлено, что, применяя схемы высокочастотной коррекции, можно при данной полосе пропускания увеличить усиление, а следовательно, и предельную усилительную способность схемы. В теории электрических четырехполюсников доказывается, что при использовании сложных схем коррекции усилительная способность схемы выражается соотношением

$$Kf_в=\frac{S}{\pi\sqrt{C_1C_2}}, \qquad (9а)$$

где C_1 и C_2 — входная и выходная емкости ламп с учетом емкости монтажа. Так, например, при использовании лампы 6Ж3П, для которой $C_1=6{,}5+5=11{,}5$ *пф*, а $C_2=1{,}8+5=6{,}8$ *пф*, предельное значение $f_в$ равно примерно 180 *Мгц** (вместо 44 *Мгц* для схемы без коррекции).

* Даже при существенном усложнении межкаскадных цепей подобные значения практически недостижимы.

Схемы коррекции значительно расширяют возможности ламп, однако принципиально и здесь имеется предельное значение f, при котором лампа уже не может усиливать.

В ряде случаев необходимы усилители, ширина полосы пропускания которых значительно превосходит предельные значения, свойственные современным электронным лампам.

В последние годы для этой цели разработаны так называемые усилители бегущей волны. В них вредные шунтирующие емкости, ограничивавшие возможности обычных схем, являются составными, рабочими элементами схемы.

Усилители бегущей волны основаны на использовании искусственных длинных линий. Сначала рассмотрим основные свойства подобных линий.

ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ДЛИННЫХ ЛИНИЙ

Любая электрическая линия, составленная из двух проводников, является цепью с распределенными параметрами; каждый участок линии обладает определенной индуктивностью и омическим сопротивлением, а между проводами имеются емкость и проводимость [1].

При подключении линии к источнику э. д. с. в ближайших к источнику участках линии начнут накапливаться электрические заряды, которые затем перемещаются вдоль линии; между проводниками возникает разность потенциалов, а в проводах — электрический ток. В линии возникают волна напряжения и связанная с ней волна тока, распространяющиеся от источника вдоль линии. Распространение волн связано с запасанием в линии энергии электрического поля, равной $\frac{C_1U^2}{2}$, и энергии магнитного поля, равной $\frac{L_1I^2}{2}$, где C_1 — емкость, а L_1 — индуктивность на единицу длины.

Энергия, запасенная в электрическом поле, равна энергии, запасенной в магнитном поле. Отсюда следует, что от-

---

[1] В дальнейшем будут рассматриваться идеализированные линии с бесконечно малым сопротивлением проводов и бесконечно малой проводимостью между проводами

ношение напряжения к току в линии есть величина постоянная, зависящая только от параметров линии:

$$\rho=\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \qquad (60)$$

Величина ρ, имеющая размерность сопротивления, называется волновым сопротивлением линии.

Если длина линии неограниченно велика, то при подключении линии к генератору последний оказывается нагруженным на активное сопротивление, численно равное ρ, а в линии устанавливается режим так называемой бегущей волны; колебания распространяются вдоль линии со скоростью (также зависящей от ее параметров), равной

$$v=\frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}. \qquad (61)$$

Таким образом, входные зажимы линии бесконечной длины эквивалентны активному сопротивлению, равному волновому сопротивлению линии, а поэтому, если длина линии ограничена и на конце ее установлено нагрузочное сопротивление, равное волновому, то режим работы генератора и характер распространения энергии вдоль линии будут такими же, как в случае линии бесконечной длины. Через время t, равное l/v, где l — длина линии, волна тока и волна напряжения достигнут нагрузки и мощность, отбираемая от генератора, будет рассеиваться в нагрузке.

Когда линия конечной длины нагружена на сопротивление, не равное волновому, в линии появляются отраженные волны тока и напряжения. Полное отражение имеет место в тех случаях, когда нагрузочное сопротивление равно нулю (короткое замыкание) или когда линия конечной длины разомкнута. Действительно, если линия, например, разомкнута, то прямая волна тока, достигнув конца линии, должна уменьшиться до нуля, ибо ясно, что ток между разомкнутыми проводниками равен нулю. Спадание тока связано с появлением э. д. с. самоиндукции. Напряжение на конце линии при этом увеличивается, и энергия магнитного поля превращается в энергию электрического поля.

Стационарное состояние (ток равен нулю, а напряжение максимально) возникает в результате сложения прямых и отраженных волн.

На конце короткозамкнутой линии напряжение спадает до нуля, а ток увеличивается до максимального значения, равного отношению э. д. с. генератора к его внутреннему сопротивлению.

Если нагрузочное сопротивление конечной величины и не равно волновому, то энергия частично рассеивается в этом сопротивлении, а частично отражается от конца линии. Прямые и обратные волны образуют в линии стоячие волны напряжения и тока. Входное сопротивление линии в общем случае является реактивным и может иметь характер индуктивности или емкости. Характер реактивности зависит от соотношения длины волны колебания и длины линии. Поскольку подобная линия различно реагирует на колебания с различными частотами, при передаче колебаний сложной формы последняя искажается. Неискаженная передача возможна только в режиме бегущей волны.

В радиотехнике широко применяются так называемые искусственные длинные линии, процессы в которых во многом сходны с процессами в реальных линиях. Такие линии составляются из катушек и конденсаторов, включаемых аналогично распределенным параметрам линий: индуктивности в последовательной цепи, а емкости — в параллельной.

Искусственные линии составляются из определенного числа одинаковых звеньев. Построение искусственных линий из звеньев различного типа поясняется на рис. 50.

Возможность построения искусственных линий из сосредоточенных постоянных основывается на том, что естественная проводная линия может быть разбита на отдельные малые участки, которые могут быть представлены сосредоточенными индуктивностями и емкостями. Очевидно, что чем меньше индуктивности и емкости каждого из звеньев и чем больше число звеньев, тем более сходна искусственная линия с реальной.

Если на входе искусственной линии действует сигнал синусоидальной формы, то свойства искусственной линии аналогичны свойствам проводной линии до тех пор, пока частота колебания не превышает некоторое критическое значение, равное

$$f_{\text{кр}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_1 C_1}}, \tag{62}$$

где L_1 и C_1 — индуктивность и емкость звена линии.

При $f < f_{кр}$ время прохождения колебания от входа одного звена до его выхода составляет:

$$t_1 = \sqrt{L_1 C_1}\,, \tag{63}$$

а сопротивление нагрузки, при котором отсутствуют отражения, называемое волновым, определяется формулой (60) с учетом того, что L_1 и C_1 — сосредоточенные параметры звена искусственной линии.

Вблизи частоты $f_{кр}$ и выше ее волновое сопротивление и время пробега начинают зависеть от частоты. В связи

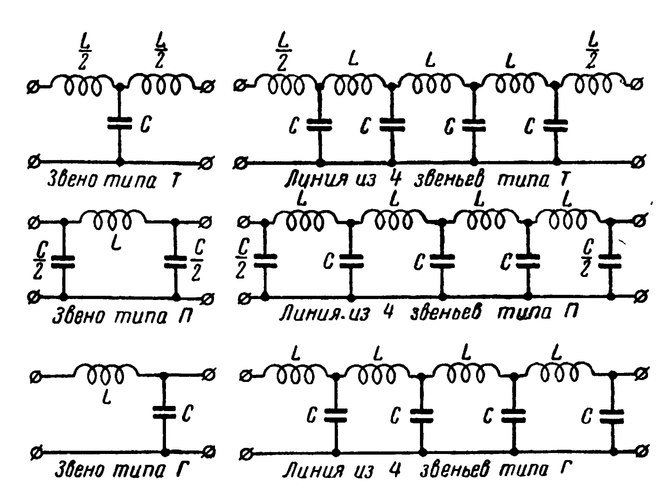


Рис. 50. Искусственные длинные линии из отдельных звеньев.

с этим при прохождении сигнала сложной формы последняя претерпевает искажения. Составляющие спектра сигнала порядка $f_{кр}$ и выше ослабляются, а это приводит, например, к тому, что время установления возрастает и на вершине импульсов может появиться колебательный процесс. Для уменьшения искажений следует уменьшать L_1 и C_1.

Время установления искусственной линии, состоящей из одинаковых звеньев, определяется формулой

$$t_у = 1{,}1 n^{1/3} \sqrt{L_1 C_1}\,, \tag{64}$$

из которой следует, что увеличение числа звеньев очень незначительно увеличивает время установления. Уменьшать индуктивность невыгодно, так как при этом уменьшается волновое сопротивление. Поэтому для уменьшения искажений следует стремиться уменьшать емкость

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Принципиальная схема одного каскада усилителя бегущей волны представлена на рис. 51. Каскад состоит из двух искусственных длинных линий (сеточной и анодной) и нескольких ламп. Управляющие сетки ламп включаются между индуктивностями сеточной линии $L_с$, а аноды

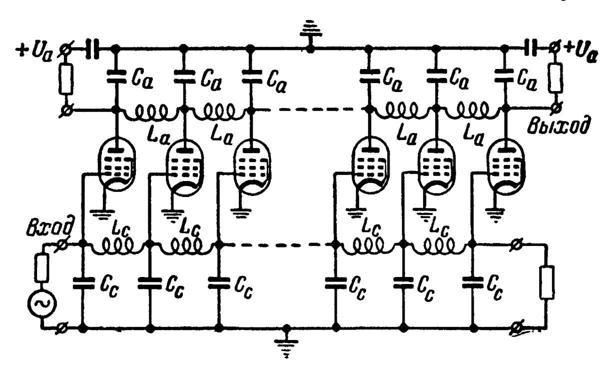


Рис 51. Схема одного каскада усилителя бегущей волны

ламп — между индуктивностями анодной линии $L_а$. Входные и выходные емкости ламп (в совокупности с монтажными емкостями цоколя и соединенных проводов) используются в качестве емкостных параметров сеточной и анодной линий ($C_с$ и $C_а$).

Источник усиливаемого сигнала включен на вход сеточной линии; другой конец линии нагружен на сопротивление, равное волновому сопротивлению этой линии. Анодная линия с обоих концов замкнута на сопротивления, равные ее волновому сопротивлению. Усиленное выходное напряжение снимается с нагрузочного сопротивления на правом (по схеме) конце анодной линии

Предположим, что источник входного сигнала в некоторый момент времени создает перепад напряжения. Этот перепад непосредственно действует между сеткой и катодом первой лампы.

Через время t_1 волна напряжения достигнет сетки второй лампы, через время $2t_1$ — сетки третьей лампы и т. д. Через время, равное $(n-1)t_1$, где n — число ламп, перепад достигнет нагрузочного сопротивления, и энергия распространяющихся волн тока и напряжения полностью поглотится в этом сопрогивлении, так как его величина равна волновому. Аналогично распространяется вдоль линии и сигнал любой другой произвольной формы.

Изменения напряжения между сетками и катодами ламп, естественно, приводят к изменениям их токов. Возникшие изменения анодных токов каждой из ламп распространяются в двух направлениях: влево и вправо. Поскольку в обоих направлениях в любом сечении анодная линия представляет собой одинаковые сопротивления, равные волновому сопротивлению анодной линии, общее изменение тока каждой лампы, равное $Su_{вх}$, делится поповам. Изменения токов распространяются в обе стороны и, дойдя до концевых сопротивлений, создают на последних падения напряжения, равные $Su_{вх}\frac{\rho_а}{2}$, где $\rho_а$ — волновое сопротивление анодной линии.

Волны, распространяющиеся влево от анодов каждой из ламп, не участвуют в создании полезного сигнала; здесь имеет место бесполезная потеря энергии. Эти волны не влияют на форму выходного сигнала (режим бегущей волны) и в дальнейшем рассматриваться не будут.

Если сконструировать линии так, чтобы время распространения колебаний вдоль сеточной линии (и каждого из ее звеньев) равнялось времени распространения колебания вдоль анодной линии (и каждого из ее звеньев), т е если

$$L_а C_а = L_с C_с, \tag{65}$$

то каждая из ламп будет увеличивать распространяющееся изменение тока, не изменяя формы колебания. Действительно, одновременно с началом распространения колебания от сетки первой лампы к сетке второй начинает распространяться волна тока от анода первой лампы к аноду второй. Перепад тока первой лампы, равный $S\frac{u_{вх}}{2}$, достигнет анода второй лампы через время t_1. В этот же момент времени сетки второй лампы достигнет перепад напряже-

ния $u_{вх}$, распространяющийся вдоль сеточной линии, и перепад анодного тока увеличится вдвое. По достижении анода третьей лампы перепад тока возрастет еще на $S\frac{u_{вх}}{2}$ и т. д. Суммарный перепад тока в нагрузке равен $Su_{вх}\frac{n}{2}$, а выходное напряжение равно $Su_{вх}\rho\frac{n}{2}$.

Таким образом, коэффициент усиления одного каскада усилителя бегущей волны

$$K_б = \frac{n}{2} S\rho_а. \tag{66}$$

Для увеличения коэффициента усиления выгодно применять линии с большим волновым сопротивлением и большое число секций. Однако существует некоторое оптимальное значение усиления на один каскад. Что же касается величины $\rho_а$, то ее выбор зависит от ширины полосы пропускания усилителя.

Рассмотрим вопрос об усилительной способности схемы. Положим, что схема неискаженно воспроизводит все колебания, частоты которых ограничены величиной $f_{кр}$ (практически $f_в$ должна быть несколько меньше $f_{кр}$). Тогда усилительная способность схемы определяется как

$$K_б f_{кр} = \frac{1}{2} Sn\rho_а \frac{1}{\pi\sqrt{L_а C_а}} = \frac{S_n}{2\pi C_а}.$$

Таким образом, усилительная способность схемы, как и в случае обычных усилителей, обратно пропорциональна шунтирующей емкости и не зависит от величины нагрузочного сопротивления; увеличивая $\rho_а$, мы увеличиваем усиление, но одновременно сокращаем полосу неискаженно воспроизводимых частот

ПОСТРОЕНИЕ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ

Осуществить заданное усиление можно, конечно, и одним каскадом; для этого нужно увеличивать число секций. Однако это не самый выгодный способ с точки зрения минимального числа используемых ламп. Усилители бегущей волны начали строить по той причине, что при заданной, очень широкой полосе частот и существую-

щих лампах коэффициент усиления одного каскада получается меньше единицы и построение многокаскадных схем, в которых коэффициенты усилений отдельных каскадов умножаются, лишь ухудшает общий усилительный эффект. Увеличение числа секций в каскаде усилителя бегущей волны приводит к суммированию токов отдельных ламп и увеличению коэффициента усиления каскада. Когда коэффициент усиления каскада превышает единицу, сложение может оказаться менее эффективным, чем умножение.

Установим величину оптимального усиления одного каскада. В соответствии с формулой (66) можно записать, что $K_б = An$, где A — постоянная, равная $\frac{1}{2} S\rho_а$. Предположим, что построен m-каскадный усилитель. Тогда общее усиление

$$K_{б.общ} = (An)^m.$$

Извлекая корень m-й степени из обеих частей равенства и переписывая выражение относительно n, получим:

$$n = \frac{1}{A} \sqrt[m]{K_{б.общ}}\,.$$

Общее число ламп в многокаскадном усилителе N в m раз больше числа ламп (секций) в отдельных каскадах:

$$N = mn = \frac{m}{A} \sqrt[m]{K_{б.общ}}\,.$$

При заданных $K_{б.общ}$ и A левая часть этого равенства минимальна, когда усиление на один каскад $K_б$ равно числу $e = 2{,}7$ (основание натуральных логарифмов).

Таким образом, заданное усиление при минимальном числе используемых ламп обеспечивается в том случае, когда число секций увеличивается до тех пор, пока коэффициенты усиления каждого из каскадов не превышают 2,7.

Построение многокаскадных схем усилителей бегущей волны принципиально не представляет трудностей: напряжение с выхода одного каскада нужно подать на вход следующего и т. д., защищая, конечно, с помощью разделительных конденсаторов сеточные цепи ламп от действия высокого напряжения анодного источника.

При включении следующего каскада сеточная линия последнего как бы является продолжением анодной линии предыдущего каскада. Поэтому, чтобы не было отражений волн в месте соединения линий, необходимо согласование линий, если их волновые сопротивления различны Согласование сопротивлений осуществляется с помощью специальных согласующих устройств с коэффициентом передачи напряжения, равным $\sqrt{\rho_c/\rho_a}$. Поскольку при выполнении условия (65) $\rho_a > \rho_c$ (ибо у большинства ламп входная емкость больше выходной), в согласующих устройствах происходит некоторая потеря напряжения. Если учесть потери выходного напряжения в согласующем устройстве, то усилительная способность одного каскада в многокаскадной схеме уменьшается по сравнению с ранее выведенным значением:

$$K_б f_{кр} = \frac{nS}{2\pi\sqrt{C_a C_c}}, \tag{67}$$

т. е. усилительная способность усилителя бегущей волны в n раз больше предельного значения, получаемого при обычном использовании ламп в схеме со сложной коррекцией.

Построение широкополосных согласующих устройств составляет известные трудности, поэтому на практике чаще всего конструируют усилители, у которых волновое сопротивление анодной линии равно волновому сопротивлению сеточной линии следующего каскада Так как выполнение условия (65) обязательно, то для равенства волновых сопротивлений емкости анодной линии увеличивают до значения емкостей сеточной линии (устанавливают в каждой секции небольшие шунтирующие конденсаторы). В этом случае для всех каскадов, кроме последнего, где не нужно увеличивать емкости, усилительная способность одного каскада определяется выражением

$$K_б f_{кр} = \frac{nS}{2\pi C_c}. \tag{67а}$$

Конструктивное выполнение катушек может быть различным. Чаще всего для усилителей с полосой пропускания до 100—200 *Мгц* применяют однослойные цилиндрические катушки. Катушки каждой секции могут быть намотаны на отдельном каркасе или же все катушки — на

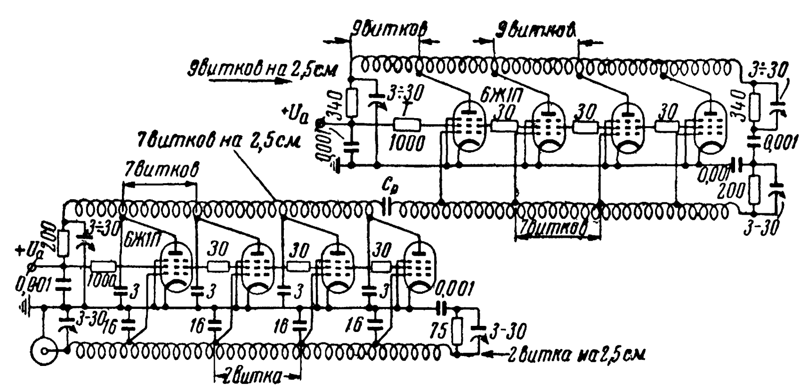


Рис. 52. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя бегущей волны с шириной полосы пропускания 160 *Мгц*.

длинном общем цилиндрическом каркасе Существенное значение имеют расстояния между отдельными катушками, так как здесь имеет место взаимная индуктивность При правильном конструировании взаимная индуктивность может улучшить результат: частотная характеристика в области, близкой к критической частоте, получается более равномерной, а спад кривой — более плавным.

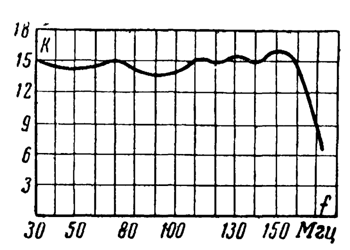


Рис 53. Частотная характеристика усилителя, собранного по схеме, приведенной на рис. 52.

Хорошие результаты получаются при использовании бескаркасных цилиндрических спиральных катушек из неизолированного провода диаметром 1—2 *мм*, не разбитых на отдельные секции. К такой катушке в нужных местах с помощью коротких жестких проводов припаивают сеточные и анодные выводы ламп. В качестве примера на рис. 52 приведена принципиальная схема усилителя, а на рис. 53 дана его частотная характеристика [1].

Низкочастотные искажения определяются, как обычно, постоянной времени $C_р \rho_с$, где $C_р$ — емкость разделительного

[1] Сигналы на вход усилителя подаются с помощью кабеля с волновым сопротивлением 75 *ом*, поэтому волновое сопротивление сеточной линии первого каскада также выбрано равным 75 *ом*.

конденсатора: при правильном выборе $C_р$ эти искажения могут быть сделаны достаточно малыми.

Расчет схемы при заданных верхней граничной частоте $f_в$, общем усилении $K_{б\,общ}$ и типе ламп сводится в основном к следующему:

1) определению числа каскадов

$$m = 2,3 \lg K_{б.общ};$$

2) определению числа секций в каскаде

$$n \approx 20 f_в \frac{C_а}{S},$$

3) определению критической частоты линий

$$f_{кр} = (1,1 \div 1,3) f_в;$$

4) определению индуктивностей катушек

$$L_а = \frac{1}{\pi^2 f_{кр}^2 C_а} \quad и \quad L_с = \frac{1}{\pi^2 f_{кр}^2 C_с};$$

5) определению нагрузочных (волновых) сопротивлений

$$\rho_а = \sqrt{\frac{L_а}{C_а}} \quad и \quad \rho_с = \sqrt{\frac{L_с}{C_с}}.$$

Пример расчета. Задано; $f_в = 200$ *Мгц*; $K_{б.общ} = 50$; лампы типа 6Ж1П.

Выбираем схему, в которой $\rho_а = \rho_с$.

Определяем емкости анодной и сеточной линий, полагая, что емкости монтажа увеличивают входную и выходную емкости ламп на 2 *пф*. Тогда $C_с = 4 + 2 = 6$ *пф*, а $C_а = 2,1 + 2 = 4,1$ *пф*. В анодных цепях ламп всех каскадов, кроме последнего, необходимо установить шунтирующие конденсаторы емкостью по 1,9 *пф* для уравнивания $C_с$.

Определяем далее:

Число каскадов $m = 2,3 \lg 50 = 3,9$ (выбираем число каскадов равным 4).

Число секций

$$n = 20 \cdot 200 \cdot 10^6 \frac{6 \cdot 10^{-12}}{5,2 \cdot 10^{-3}} = 4,6$$

(выбираем число секций в каждом из каскадов равным 5).

Критическая частота линий $f_{кр} = 240$ *Мгц*.

Индуктивности секций

$$L_с = 1/\pi^2 (240 \cdot 10^6)^2 = 0{,}29 \textit{ мкгн.}$$

Индуктивности секции последнего каскада

$$L_а = 1/\pi (240 \cdot 10^6)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-12} = 0{,}43 \textit{ мкгн.}$$

Нагрузочные сопротивления линии

$$\rho_с = \sqrt{\frac{0{,}29 \cdot 10^{-6}}{6 \cdot 10^{-12}}} \approx 220 \textit{ ом.}$$

Нагрузочные сопротивления линии последнего каскада

$$\rho_а = 320 \textit{ ом.}$$

Коэффициенты усиления каждого из трех первых каскадов

$$K_б = \frac{5}{2} \cdot 5{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 220 = 2{,}8.$$

Коэффициент усиления последнего каскада $K_б = 4{,}1$.

Общий коэффициент усиления $K_{б.общ} = 2{,}8^3 \cdot 4{,}1 = 90$ при общем числе используемых ламп, равном 20.

Можно попытаться сократить число используемых ламп на 2—3, чтобы уменьшить коэффициент усиления до заданного, однако это не имеет особого смысла, так как в расчетных соотношениях не учитывалось влияние входных сопротивлений ламп, уменьшающееся на высоких частотах и приводящее к спаду частотной характеристики.

ЛИТЕРАТУРА

Бонч-Бруевич А. М., Применение электронных ламп в экспериментальной физике, Гостехиздат, 1954.

Брауде Г. В., Епанешников К. В. и Климушев Б. Я., Расчет сложной схемы коррекции телевизионных усилителей, «Радиотехника», 1949, т. 4, № 6 и 1950, т. 5, № 2.

Другов В. М., О методе определения оптимальных параметров усилителей импульсов, «Радиотехника», 1952, т. 7, № 5.

Евтянов С. И., Переходные процессы в приемно-усилительных схемах, Связьиздат, 1948.

Крейцер В. Л., Видеоусилители, «Советское радио», 1952.

Кисляков Л. Н., Метод расчета телевизионных усилителей по наименьшему искажению формы сигнала, «Радиотехника», 1948, т. 3, № 3.

Лурье О. Б., Усилители видеочастоты, «Советское радио», 1955.

Мамонкин И. Г., Импульсные усилители, Госэнергоиздат, 1958.

Ризкин А. А., Основы теории усилительных схем, «Советское радио», 1954.

Рабинович Е. И., Метод графического расчета катодных повторителей, «Радиотехника», 1950, т. 5, № 1.

Сифоров В. И., Радиоприемники сверхвысоких частот, Воениздат, 1955.

Цыкин Г. С., К расчету каскадов широкополосного и импульсного усиления с корректирующей цепочкой RC в цепи анода, «Радиотехника», 1952, т. 7, № 3.

Ламповые усилители, пер. с англ. под ред. В. И. Сушкевича, «Советское радио», 1951.

СОДЕРЖАНИЕ